

**Dr.-Ing. Wolfgang DILLENBURGER**

DK 621.397.611,22:621.397.621,5:621.397.14

## **Die Übertragung des Gleichstromwertes in Bildverstärkern**

Das Frequenzband einer Fernsehübertragung umfaßt bekanntlich die Frequenzen 0 bis zu einer oberen Grenzfrequenz, die durch die gewünschte Auflösung in Zeilenrichtung gegeben ist. Besondere Schwierigkeiten bereitet dabei die richtige Übertragung der tiefsten Frequenzen. Der Gleichstromwert stellt die mittlere Bildhelligkeit dar. Bildschwarz entspricht stets einem ganz bestimmten Wert der Steuerspannung am Wehneltzylinder der Braunschen Röhre des Empfängers und senderseitig z. B. einem ganz bestimmten Wert des Fotozellenstromes bzw. dem kleinsten Stromwert entsprechend der maximalen Schwärzung z. B. eines mit einem Lichtstrahlabtaster abgetasteten Diapositivs. Die Braunsche Röhre wird also stets vom unteren Knickpunkt ihrer Kennlinie (Helligkeitskennlinie) an hochgesteuert. Abb. 1 zeigt das Beispiel eines Modulationsverlaufs über zwei Zeilen.

### **Trägerverstärker**

Grundsätzlich ist entweder eine rein trägerfrequente Verstärkung oder eine niederfrequente möglich. Im ersten Fall kann man z. B. das Diapositiv mit trägerfrequent moduliertem Licht abtasten. Dazu braucht man lediglich die Trägerfrequenz mit solcher Amplitude dem Wehneltzylinder der Abtaströhre zuzuführen, daß der Elektronenstrahl mit dem Träger ganz durchmoduliert wird. Der Fotozellenstrom enthält seinerseits ebenfalls die Trägerfrequenz, die dann mit den Bildsignalen moduliert ist. Die Größe des Trägers hinter der Fotozelle stellt dann z. B. bei überall gleich heller Bildfläche den Gleichstromwert des Bildes dar. Er wird also übertragen und erscheint hinter dem Bildgleichrichter als Richtstrom bzw. Richtspannung bestimmter Größe, mit der die Braunsche Röhre bei galvanischer Kopplung an den Richtwiderstand gesteuert werden kann. Die Abtastung mit trägerfrequent moduliertem Licht hat jedoch den Nachteil, daß eine Verminderung des Lichtwirkungsgrades der Abtaströhre immer eintritt und damit bei gleicher Nutzspannung der Schrotanteil größer wird.

## Niederfrequenzverstärker mit Schwarzsteuerung auf die Zeilenlücke

Die Spannungen, die ein Bildabtaster hergibt, sind oft recht klein (einige Millivolt). Niederfrequenzverstärker mit galvanischer Kopplung der einzelnen Stufen zur Übertragung des Gleichspannungswertes für so kleine Spannungen lassen sich praktisch kaum bauen. Man verwendet daher besondere Schaltungen, die es gestatten, auf die Übertragung des Gleichstromwertes zunächst zu verzichten und diesen am Ende des Verstärkers wiederzugewinnen. Die dazu nötige Schaltanordnung wird mit Schwarzsteuerung bezeichnet. Man verwendet hierzu eine normale Audionschaltung. Abb. 2 zeigt eine Verstärkerstufe mit nachfolgender Diode. Als Bildmodulation sei eine Impulsfolge angenommen, die ebenfalls eingezeichnet ist. Der Kondensator C der Diode wird im gezeichneten Beispiel auf die Spannung U aufgeladen. Dieser Spitzenwert wird je nach Größe der Aufladezeitkonstante  $C \cdot (R_a + R_l)$ , worin  $R_a$  der Generatorwiderstand ( $R_a$  der Vorröhre) und  $R_l$  der Diodeninnenwiderstand ist, mehr oder weniger schnell erreicht. Nach Erreichen dieses Wertes wird jedesmal, wenn ein neuer Impuls eintrifft, die Vorspannung der Diode gerade aufgehoben und so die Diode gerade geöffnet. Der Maximalwert des Impulses entspricht also dem Erdpotential, wenn man einmal von dem Spannungsabfall in der Diode absieht, wie es in Abb. 2 zu sehen ist. Während der Zeit von einem Stromfluß durch die Diode bis zum nächsten bzw. der Zeit zwischen zwei Impulsen entlädt sich der Kondensator über den Widerstand R.

Wird die Impulshöhe kleiner, so sinkt die Vorspannung der Diode langsam entsprechend CR ab; wird sie größer, so steigt diese schnell entsprechend der Aufladezeitkonstanten an. Hinter der Diode erscheint also der Gleichspannungswert, wobei nun der vorangehende Verstärker nur durch RC-Glieder gekoppelt sein kann. Bei einem Lichtstrahlabtaster entspricht der Minimalwert des Fotostroms und damit der Spannung stets der Lücke zwischen zwei Zeilen bzw. zwei Teilbildern. Während dieser Zeit ist die Braunsche Röhre dunkel getastet und damit der Fotostrom gleich Null bzw. die von der Fotozelle abgegebene Spannung. Während aller übrigen Zeiten liegt der Spannungswert höher, so daß während der Lücken die Spannung dem Erdpotential entspricht und sich die Modulation über diesem Wert aufbaut.

### Wahl der Zeitkonstanten

Wichtig ist nun die Wahl der Zeitkonstanten. Während der Dauer einer Zeile sinkt, wie schon erwähnt, die Ladung des Kondensators über den Ableitwiderstand der Diode langsam ab, so daß dem Modulationsverlauf eine Exponentialkurve überlagert wird. Der Ladungsverlust wird dann durch einen Stromfluß in der Diode bei Eintreffen der nächsten Zeilenlücke ausgeglichen. Der Ladungsverlust wird durch die Größe der Entladezeitkonstante  $C \cdot R$  bestimmt. Praktisch muß die Größe dieser Zeitkonstanten etwa  $\frac{1}{15}$  sec betragen. Gleichzeitig darf aber die Aufladezeitkonstante nur so groß sein, daß während der Dauer einer Zeilenlücke ( $10 \mu\text{sec}$ ) die Nachladung des Kondensators auch beendet wird. Diese Zeitkonstante soll möglichst klein sein. Praktisch liegt sie immer bei etwa  $10^{-4}$  bis  $10^{-5}$  sec. Nimmt man C mit 10 000 pF und  $R_a + R_d$  zu 10 000  $\Omega$  an, so beträgt die Aufladezeitkonstante  $10^{-4}$  sec. R wird etwa 7 M $\Omega$  ( $\frac{1}{15}$  sec Entladezeitkonstante), was schon ein unerwünscht hoher Wert ist. Bei  $\frac{1}{15}$  sec Entladezeitkonstante ist der Ladungsverlust des Kondensators C über die



Zeitdauer einer Zeile sehr gering und damit auch die an der Diode bei Eintreffen eines Impulses auftretende Spannungsdifferenz. Die Diode arbeitet dann praktisch immer im Anlaufstromgebiet. Ihr Innenwiderstand beträgt also stets mehrere Tausend Ohm (EB 41). Dadurch bleibt die tatsächlich erreichbare Aufladezeitkonstante ziemlich groß. Man war ursprünglich der Ansicht, daß man durch Anwendung einer Schwarzsteuerung der beschriebenen Art die Forderung an die richtige Übertragung der tiefen Frequenzen nicht sehr hoch zu stellen brauchte. Eingehende Versuche haben gezeigt, daß durch



Abb. 1 Beispiel eines Modulationsverlaufs über zwei Zeilen

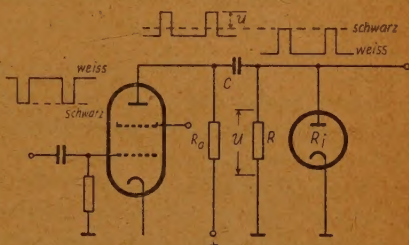


Abb. 2 Anordnung zur Schwarzsteuerung

Links: Abb. 3 Testbild

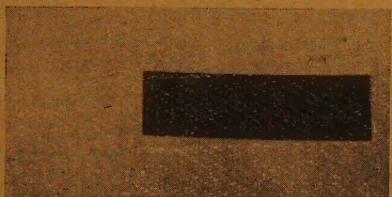
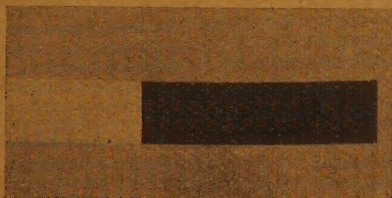


Abb. 4a Bildfehler bei zu kleiner Entladezeitkonstanten der Schwarzsteuerung

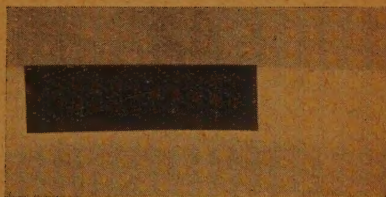


Abb. 4b Bildfehler bei zu kleiner Koppelzeitkonstanten ohne Schwarzsteuerung

ihre Anwendung in dieser Beziehung nichts gewonnen wird. Für einwandfreie Übertragung der Bildmodulation wäre eine Zeitkonstante von  $1/15$  sec für den gesamten Verstärker notwendig, die als ein RC-Glied verwirklicht gedacht sein soll, wenn auch der Verstärker mehrere RC-Glieder enthält. Das entspricht bei 50 Hz einem Phasenwinkel zwischen Strom und Spannung bzw. zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung des Verstärkers von nur etwa  $2^\circ$ , wobei der Amplitudenabfall für diese Frequenz so klein ist gegenüber höheren Frequenzen, daß er praktisch kaum gemessen werden kann (0,15%). Bei wesentlich kleineren Zeitkonstanten bemerkt man bei der Übertragung von Testfiguren nach Abb. 3, sofern keine Schwarzsteuerung vorhanden ist, bereits eine Abschattierung in Bildrichtung. In normalen Bildern läßt sich jedoch das Auge schon einiges an Fehlern gefallen, ohne diese zu bemerken. Daher kommt man meist auch schon mit kleineren Zeitkonstanten ( $1/100$  sec) aus. Praktisch ändert die Schwarzsteuerung der beschriebenen Art an der obigen Forderung nichts. Der bei gleichen Zeitkonstanten entstehende Bildfehler sieht lediglich etwas anders aus. Abb. 4 zeigt

den bei zu kleiner Zeitkonstanten auftretenden Bildfehler bei Übertragung einer Testfigur nach Abb. 3 einmal mit (4a) und einmal ohne (4b) Schwarzsteuerung. Um den Fehler deutlicher zeigen zu können, wurde eine Zeitkonstante von  $1/2000$  sec gewählt.

Es soll nun erklärt werden, wie diese Bildfehler zustande kommen. In Abb. 5a ist der Spannungsverlauf der hellen Zeilen und derjenigen gezeichnet, die zum großen Teil schwarz sind. Es sind Eingangs- und Ausgangsspannung gezeichnet. Der Deutlichkeit halber ist die Entladezeitkonstante der Schwarzsteuerung ziemlich klein angenommen und die Entladekurve linear gezeichnet. Die Spannung der hellen Zeilen (5a) sinkt nach einer e-Funktion ab. Der jeweilige Momentanwert der Spannung ist durch die

Gleichung  $u = U \cdot e^{-\frac{t}{T}}$  gegeben, worin  $T$  die Entladezeitkonstante und  $t$  die nach beendeter Lücke, also erfolgter Schwarzsteuerung verstrichene Zeit ist. Durch die Diode wird Schwarz auf Erdpotential gehalten. Während also in der Mitte der weißen Zeilen die Spannung bereits abgesunken ist, ist in den zum Teil schwarzen Zeilen (5b) das Potential an den schwarzen Stellen auf Erdpotential. Es erscheint am Ende des schwarzen Teils der volle Schwarzweißsprung, so daß der Spannungswert nach dem Schwarzweißsprung um  $\Delta U$  höher liegt als bei den weißen Zeilen. Dort beginnt dann erneut der Abfall nach einer e-Funktion, was den Bildfehler nach Abb. 4a zur Folge hat. Ein derartiges Fahnenziehen, wie es die Fernsehtechniker nennen, ist also immer ein Zeitkonstantenfehler. Bei fehlender Schwarzsteuerung wird dagegen die schwarz entsprechende Spannung nicht konstant gehalten. Es kommt daher noch eine Änderung der Spannung von Lücke zu Lücke hinzu, was sich als Abschattierung in Bildrichtung bemerkbar macht. In Abb. 6a und b ist der Spannungsverlauf gezeichnet, wie er als Endwert erreicht wird, wenn genügend weiße bzw. zum Teil schwarze Zeilen abgetastet sind. In Abb. 6a liegt der dem Weißwert entsprechende Spannungswert tiefer als in Abb. 6b, was ja auch Abb. 4b. (Zeitkonstante  $1/2000$  sec) zeigt. Daraus ist auch zu erkennen, daß in Bildrichtung eine Abschattierung vorhanden ist, die mit zunehmender Gesamtzeitkonstante geringer sein muß. Eine geringe Abschattierung in Zeilenrichtung ist ebenfalls vorhanden, jedoch im Bild nicht erkennbar und auch in Abb. 6 nicht eingezeichnet. In den weißen Zeilen (Abb. 4a) ist naturgemäß in ihrem Verlauf auch eine Abschattierung vorhanden. Da sie kontinuierlich verläuft, ist sie jedoch nicht erkennbar bzw. störend. Der bei Anwendung einer Schwarzsteuerung mit zu kleiner Entladezeitkonstanten entstehende Bildfehler ist besonders auffallend, da ein scharfer Helligkeitssprung in Bildrichtung auftritt. Besonders, wenn dieser Helligkeitssprung in den Schatten des Bildes liegt, ist 1% noch zu sehen, so daß man erst bei einem Helligkeitssprung von höchstens 0,1% das Bild als ganz einwandfrei betrachten kann. Es erweist sich daher als zweckmäßig, bei größerer Stufenzahl des Verstärkers die einzelnen Koppelzeitkonstanten 0,2 bis 0,5 sec groß zu machen.

### Schwarzsteuerung auf Bildinhalt

Insbesondere bei Elektronenstrahlabtastern (Ikonoskop) ist es erwünscht, nicht den Spannungswert der Zeilenlücke als Bezugspunkt für die Schwarzsteuerung zu verwenden, da der Spannungswert, der während der Lücke vorhanden ist, nicht definiert ist, sondern den dunkelsten Bildpunkt. Die Schwarzsteuerung muß dann während der Zeilen- bzw. Bildlücken außer Betrieb gesetzt werden. Abb. 7 zeigt eine dazu geeignete



Schaltung im Prinzip. Der Diode  $D_1$  werden von einem niederohmigen Generator (Katodenverstärker) negative Impulse zugeführt, die die Diode für die Dauer der Zeilenlücke sperren. Zweckmäßig beginnt die Sperrung schon etwas vorher und endet etwas später, wie es in Abb. 7 angedeutet ist. Es kann nun sein, daß die Dauer des dunkelsten Punktes in einem Bild nur sehr gering ist. Er kann auch im Grenzfall in jedem Teilbild nur einmal kurzzeitig vorkommen. Das bedingt für ein einwandfreies Arbeiten der Schwarzsteuerung eine möglichst kleine Aufladezeitkonstante. Für die Entladezeitkonstante gelten die gleichen Betrachtungen wie oben. Man steuert daher zweckmäßig die Diode aus einem Katodenverstärker und nimmt eine möglichst niederohmige Diode.

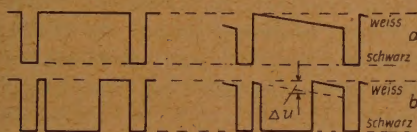


Abb. 5 Spannungsverlauf mit Schwarzsteuerung; Entladezeitkonstante zu klein

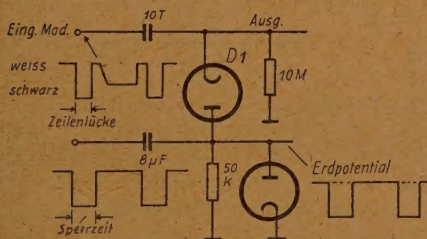


Abb. 7 Schwarzsteuerung auf dunkelsten Bildpunkt

Entladung der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  wird jedoch die Entladezeitkonstante, wie leicht zu erkennen ist, vergrößert. Wenn  $R_1$  und  $R_2$  gleich groß sind, wird die Zeitkonstante etwa  $2,5 R_1 C$ , bei Anwendung von drei Dioden  $5 R_1 C$ , so daß die Aufladezeitkonstante durch die Wahl kleinerer Kondensatoren  $C$  bei gleicher Entladezeitkonstante reduziert werden kann. Eigene Messungen ergaben, daß auf diese Weise praktisch nur etwa ein Faktor zwei zu gewinnen ist, wenn man als Zeitkonstante zum Vergleich  $C \cdot (R_1 + R_2 + \dots + R_n)$  heranzieht. Für die Beurteilung ist ja die Gesamtgröße des zwischen Gitter und Erde liegenden Widerstandes maßgebend.

### Getastete Schwarzsteuerung

Kleine Auflade- und große Entladezeitkonstanten erhält man mit einer Schaltung nach Abb. 9, die aber nur dann anwendbar ist, wenn der Bezugspunkt der Schwarzsteuerung innerhalb der Zeilen- bzw. Teilbildlücken liegt.

Die bisher beschriebene Schwarzsteuerung korrigiert den Spannungswert am Ende einer Zeile nur dann, wenn dieser Wert abgesunken ist. Sie wirkt also einseitig. Würde man eine solche Schaltung in einen Empfänger für Fernsehrundfunkempfang einbauen,

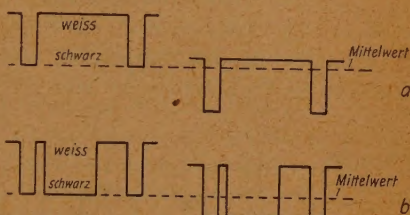


Abb. 6 Spannungsverlauf ohne Schwarzsteuerung

Ein anderer Vorschlag (im Ausland verwendet) ist in Abb. 8 gezeichnet. Für die Aufladung sind die Dioden parallel geschaltet. Solange der Generatorwiderstand klein gegen  $R_1$  ist, wird durch diese Schaltung die Aufladezeitkonstante nicht wesentlich größer als bei Verwendung einer Diode. Durch die Serienschaltung

so könnte es jedoch vorkommen, daß infolge von Störungen der Kondensator der Diode stärker als auf den Sollwert aufgeladen wird. Es entsteht also eine zusätzliche Steuerungsspannung, die die mittlere Bildhelligkeit während der Dauer ihrer Wirksamkeit stark verfälscht. Diese Spannung klingt dann nach der Zeitkonstanten  $RC$  nur langsam ab und stört außerordentlich stark. Dabei braucht die Störung selbst nur als ganz kurzer Impuls aufzutreten. Zweckmäßig wäre in diesem Fall eine Schwarzsteuerung nach Abb. 9, die nach beiden Seiten wirkt, also sowohl einen zu kleinen wie auch einen zu großen Spannungswert während der Zeilenlücken bei Eintreffen der nächsten Lücke korrigiert.

Ihre Wirkungsweise ist folgendermaßen. Den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  werden Impulse gleicher Größe, aber entgegengesetzter Polarität zugeführt. An  $R_1$  und  $R_2$  entsteht wiederum eine Gleichspannung, an Diode 1 negativ, an Diode 2 positiv. Die Impulse fallen zeitlich mit den Zeilenlücken zusammen oder in die Zeilenlücken hinein. Die automatische Vorspannung der beiden Dioden wird bei Eintreffen der Impulse kom-

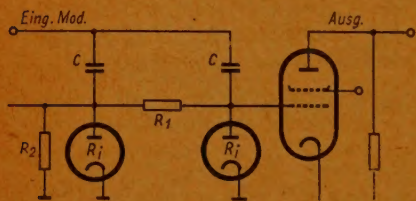


Abb. 8 Schwarzsteuerung mit zwei Dioden zur Vergrößerung der Entladezeitkonstante

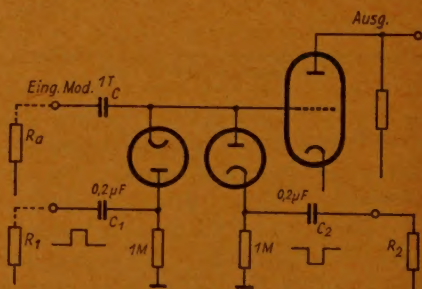


Abb. 9 Gefastete Schwarzsteuerung

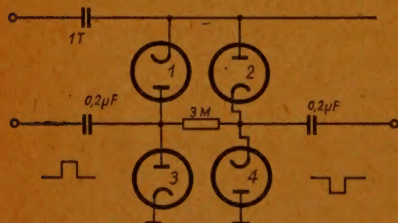


Abb. 10 Vierdiodenschaltung



Abb. 11 Wirkungsweise der gefasteten Schwarzsteuerung

pensiert, so daß diese, genau wie oben beschrieben, gerade leitend sind. Da die Dioden entgegengesetzt gepolt sind, wird jetzt unabhängig davon, ob die Spannung am Kondensator größer oder kleiner als die Sollspannung in diesem Augenblick ist, die Spannung am Gitter der folgenden Röhre auf das Sollpotential durch Umladung des Kondensators gebracht. Bei völliger Symmetrie der Anordnung stellt sich am Kondensator  $C$  genau das gleiche Potential ein wie an den Enden der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$ . Ändert sich die Größe eines Steuerimpulses, so daß die Impulse verschieden groß werden, so muß auch das Potential an  $C$  verlagert werden. Es kann sich nach beiden Seiten, je nachdem welcher Impuls größer wird, verlagern. Während der Zeit zwischen



zwei Steuerimpulsen sind die Dioden gesperrt. Dann ist für die Entladung des Gitterkondensators nur der am Gitter erscheinende Isolationswiderstand maßgebend. Der Kondensator kann also 1000 pF groß sein, wenn der Isolationswiderstand zu 100 M $\Omega$  angenommen werden kann. Die Umladezeitkonstante wird naturgemäß kleiner als bei Verwendung eines Kondensators von 10 000 pF wie in Abb. 2. Das ist jedoch kaum ein Vorteil dieser Schaltung, da die für die Umladung verfügbare Zeitdauer (Zeilenlücke) verhältnismäßig groß ist. Liegt jedoch der Bezugspunkt der Schwarzsteuerung außerhalb der Zeilenlücke, wo es auf kleinste Aufladezeitkonstante ankommt, so läßt sich diese Schaltung nicht mehr anwenden.

Abb. 10 zeigt eine Vierdiodenschaltung, wie sie zuerst im Ausland angewendet wurde. Durch Anwendung der Schaltung wird im Augenblick des Eintreffens der Steuerimpulse eine bessere Symmetrie erreicht. Unabhängig von einer etwaigen Verschiedenheit der Impulshöhe wird an C das Potential erreicht, auf dem die Elektroden der beiden zusätzlichen Dioden 3 und 4 liegen. Das ist leicht einzusehen, wenn man die Schaltung als Brückenschaltung betrachtet. Während der Dauer der Steuerimpulse sind alle vier Dioden leitend. Sie stellen die einzelnen Brückenarme dar. Im Ausland werden als Dioden vielfach Germaniumrichter verwendet. In Deutschland gibt es z. Z. keine Germaniumdioden für die Dioden 1 und 2, die einen genügend großen Sperrwiderstand von wenigstens 100 M $\Omega$  haben. Für die Dioden 3 und 4 kann z. B. die SAF-Diode DS 60a verwendet werden.

### Vorteile der getasteten Schwarzsteuerung

Welche Vorteile hat nun die getastete Diodenschaltung? Es soll angenommen werden, daß der Modulation eine Brummspannung überlagert ist. Diese kann z. B. durch die Heizung der Röhren eines Verstärkers hoher Verstärkung verursacht sein. Abb. 11a zeigt einige Zeilen. Die Modulation besteht aus den gezeichneten Impulsen. In Abb. 11b sind die Zeilen mit einer überlagerten Brummspannung eingezeichnet. Eine einfache Schwarzsteuerung überträgt die Brummspannung nahezu vollkommen, da die Schwarzsteuerung auf den kleinsten Spannungswert, der in der Modulation vorkommt, anspricht. In Abb. 11b ist dieser Wert mit 1 bezeichnet. Bei fast allen übrigen Zeilenlücken ist der Spannungswert aber höher, sofern die Entladezeitkonstante der Schwarzsteuerung etwa  $\frac{1}{10}$  sec beträgt, so daß die Diode während der meisten Zeilenlücken ohne Wirkung bleibt.

Die getastete Schwarzsteuerung arbeitet jedoch in jeder Zeilenlücke, ganz gleich ob der Spannungswert gefallen oder gestiegen ist. Der Verlauf der Spannung am Gitter wird daher jetzt so, wie in Abb. 11c gezeigt. Die Brummspannung tritt also jetzt nur so weit in Erscheinung, wie sie sich innerhalb einer Zeile auswirken kann. Das ist naturgemäß nur ein sehr geringer Bruchteil ihrer Gesamtamplitude. Die Tastung wird zweckmäßig auch während der verhältnismäßig großen Zeitdauer der Bildlücke ebenfalls mit Zeilenzeichen durchgeführt.

Aus der vorangehenden Betrachtung geht auch hervor, daß man einen Verstärker, der eine getastete Schwarzsteuerung enthält, für tiefe Frequenzen, bei denen der oben geschilderte Effekt eintritt, niemals mit einem Sinusgenerator durchmessen kann. Abb. 12 zeigt zwei Kurven, aus denen zu ersehen ist, welcher prozentuale Anteil der

einzelnen Frequenzen noch übertragen wird. Der Kondensator  $C$  war 1000 pF bzw. 10 000 pF, die Impulsfolgefrequenz 15 625 Hz und die Impulsdauer 10  $\mu$ sec. Als Diode wurde die Röhre EB 41 verwendet. Für die Umladezeitkonstante waren die Generatorwiderstände  $R_a$ ,  $R_1$  und  $R_2$ , Abb. 9, bis zu 2 k $\Omega$  ohne Einfluß auf die Kurve, ebenso arbeiten die Schaltungen mit zwei und vier Dioden gleichwertig.

Trotzdem nun ein solcher Bildverstärker keine tiefen Frequenzen, die man als Sinusschwingung hineingibt, verstärkt, muß er dennoch eine große Zeitkonstante haben. Diese muß so groß sein, daß bei einem konstanten Spannungswert am Eingang des Verstärkers, z. B. nach einem Schwarzweißsprung, der Wert der Ausgangsspannung, über eine ganze Zeile gesehen, um nur etwa  $1/10\%$  absinkt. Dann ist der Verstärker ganz sicher in Ordnung. Das ergibt wiederum eine notwendige Gesamtzeitkonstante

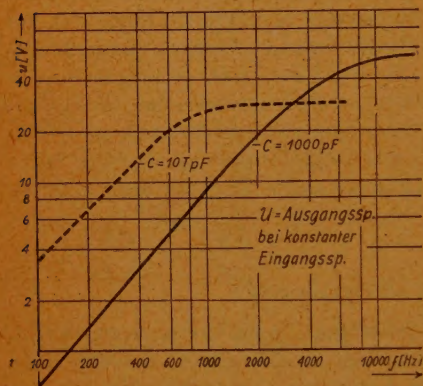


Abb. 12 Frequenzgang eines Verstärkers mit gefasteter Schwarzsteuerung (mit Sinusspannung gemessen)



Abb. 13 Bildspannungsverfälschung durch zu breite Tastimpulse

von etwa  $1/15$  sec. Läßt man 1% Amplitudenunterschied nach Ablauf einer Zeile zu, so ergibt sich eine Zeitkonstante von etwa  $1/50$  sec.

Schließlich noch eine Betrachtung über die Größe und Breite der Tastimpulse. Die

Größe muß mindestens so sein, daß durch die auftretenden Modulationsspannungen die Sperrung bzw. Vorspannung der Dioden nicht aufgehoben wird, da sonst eine scharfe Begrenzung der Modulation eintritt. Die Amplitude der Impulse ist daher zweckmäßig etwa 50% höher als die der maximalen Modulationsspannung.

Die Impulsdauer ist derart zu bemessen, daß der Impuls mit Sicherheit vor Beginn der Modulation in der nächsten Zeile beendet ist.

Abb. 13 soll das erläutern. Es ist wieder ein Beispiel der Modulation (13a) angenommen. Ist die Impulsbreite nun wie angedeutet, so wird die Modulation zu Beginn der Zeile nahezu auf schwarz begrenzt. Die gezeichnete Amplitude der Modulation muß um den Betrag  $U$  zusammenbrechen. Die Modulation liegt also, nachdem die Dioden gesperrt sind, um den zusammengebrochenen Amplitudenteil  $U$  falsch, wie es Abb. 13b zeigt. Ist nun z. B. die Bildspannung zu Beginn einzelner Zeilengruppen verschieden, dann wird die mittlere Bildhelligkeit für diese Zeilengruppen um den Betrag der Verschiedenheit falsch. Dies fällt besonders auf, wenn in das am linken Rand sonst dunkle Bild ein heller Gegenstand hereinragt. Nur wenn das Bild am Zeilenbeginn bis zur Beendigung der Tastlücke schwarz ist, wird die Modulation unverfälscht wiedergegeben.



## Zusammenfassung

Zur Übertragung der mittleren Helligkeit in Bildverstärkern bedient man sich verschiedener Diodenschaltungen. Die Korrektur der mittleren Bildhelligkeit wird meist während der Zeilen- bzw. Teilbildlücken vorgenommen. In besonderen Fällen wird zur Korrektur auch der dunkelste Bildpunkt herangezogen. Schaltungen mit einer Diode korrigieren die mittlere Helligkeit nur dann, wenn der der Zeilenlücke entsprechende Spannungswert abgesunken ist. Die Korrektur erfolgt einseitig. Schaltungen mit zwei oder vier Dioden, deren Vorspannung während der Zeilenlücken getastet wird, korrigieren den Spannungswert bei Abweichungen vom Sollwert nach beiden Seiten. Diese Schaltungen haben den besonderen Vorteil, daß im Verstärker vor der Schwarzsteuerungsstufe auftretende Störfrequenzen, z. B. Brummspannungen, um so besser unterdrückt werden, je niedriger sie sind.

\*

\*

\*

# Die Stromdämmung

## Eine neue Kenngröße zur Bewertung elektrischer Spannungsmesser

Alle zureichenden Angaben über Spannungsmesser enthalten auch die, daß der Spannungsmesser einen bestimmten Wert, gemessen in Ohm pro Volt, besitzt. Mögliche und erreichte Zahlwerte sind in der Übersichtstafel (Tabelle 1) zusammengestellt. So häufig diese Größe auch verwendet wird, so ist sie doch noch unbenannt. Daher wird hiermit ein Begriff für sie vorgeschlagen, mit dem diese Größe zweckmäßig bezeichnet wird, und zwar: „Stromdämmung“.

Tabelle 1\*)

| Vielfachinstrument      | Stromdämmung | Firma    |
|-------------------------|--------------|----------|
| Universal Multiva ..... | 333          | AEG      |
| Multavi S .....         | 500          | H. & B.  |
| Ruskavo 5 .....         | 500          | Ruhstrat |
| Multavi 5 .....         | 666          | H. & B.  |
| UVA .....               | 833          | Gossen   |
| AVΩ-Multizet .....      | 1 000        | Siemens  |
| Multizet .....          | 50 000       | Siemens  |
| Ruskavo 1000 .....      | 100 000      | Ruhstrat |
|                         | Ohm/Volt     |          |

\*) Vgl. Fr. Moeller, Neue el. Meßgeräte ATM Z. 730—1, 1950.

Aufs erste erscheint es befremdend, wenn eine den Spannungsmesser kennzeichnende Größe das Wort „Strom“ enthält. Dies entspricht aber völlig dem bekannten Umstande, daß als eine die Strommeßbereiche kennzeichnende Größe der Spannungsbereich (meist in mV) angegeben wird.

Die genaue Bedeutung dieser in Ohm/Volt gemessenen Größe ist folgende. Die Spannung bei Vollausschlag eines Spannungsmeßbereiches betrage  $U$  (z. B. 60 V). Angegeben sei für die fragliche Größe:  $D$  (also z. B.  $D = 500 \text{ Ohm/Volt}$ ). Dann hat das Meßinstrument bei diesem Spannungsmeßbereich den inneren Widerstand  $R_M = D \cdot U$  (also z. B.  $R_M = 500 \text{ Ohm/V} \times 60 \text{ V} = 30\,000 \text{ Ohm}$ ). Hiernach läge es nahe, die fragliche Größe: „Innenwiderstand je Spannungsmeßbereich“ zu benennen. Diese Bezeichnung wäre, obschon zutreffend, für die Einführung zu umständlich. Die auch schon vorgeschlagene kürzere Bezeichnung „spezifischer Eigenwiderstand“ hätte zwar den Vorteil, etwas kürzer zu sein. Doch ist sie noch nicht kurz genug. Überdies birgt sie den Anlaß zu Irrtümern.

Hat nämlich ein Instrument die Größe  $D = 500 \text{ Ohm/V}$ , so besagt das — nach obigen Definitionen! — keineswegs, daß für alle Zeigerstellungen, also für alle in dem Meß-



bereich meßbaren Spannungen, das Verhältnis  $R_M/U$  konstant ist. Diesen Sinn unterlegt man jedoch immer da, wo man von „spezifischen“ Größen spricht. Es ist daher ratsam, ja notwendig, hier eine Bezeichnung unter Vermeidung des Wortes „spezifisch“ einzuführen. Obiger Spannungsmesser hat natürlich im Meßbereich 60 V stets den Eigenwiderstand  $R_M = 30\,000\,\Omega$ , also bei allen in ihm gemessenen verschiedenen Spannungen, so daß das zu verschiedenen Ausschlägen gehörende Verhältnis von Meßbereichswiderstand zu gemessener Spannung veränderlich ist, und zwar um so größer als 500  $\Omega/V$ , je mehr die Meßspannung den Meßbereichswert  $U_M$  unterschreitet.

Den zutreffenden Begriff wird man finden, wenn man von dem Zweck dieser Instrumenteneigenschaft ausgeht. Ein Instrument mit der fraglichen Größe wäre ideal, wenn diese unendlich groß wäre; nämlich deshalb, weil dann der Spannungsgeber durch den Spannungsmesser keine Belastung erführe. Die Belastung des Spannungsgebers verursacht unter Umständen eine Änderung der Klemmenspannung des Gebers, die gemessen werden soll. Erwünscht wäre ein Spannungsmesser ohne Stromaufnahme. Gesucht wird somit eine Eigenschaft des Spannungsmessers, welche die Entstehung eines Stromes durch ihn hindurch möglichst weitgehend verhindert. (Daß es solche praktisch gibt, z. B. Röhrenvoltmeter, statische Voltmeter, spielt für die Begriffsbildung keine Rolle.) Daher wird das Wort „Stromdämmung“ vorgeschlagen; als Kurzzeichen D. (Mit dem Durchgriff D bei Röhren dürfte kaum Verwechslungsmöglichkeit vorliegen.)

So wäre die Stromdämmung definiert durch die Gleichung

$$D = R_M/U_M \text{ bzw. } D [\Omega/V] = R_M [\Omega]/U_M [V] \quad (1)$$

worin  $U_M$  die Spannung des Meßbereichs, also bei Vollausschlag bedeuten muß.

Man könnte einwenden, daß auch das Wort „Verbrauch“ des Instrumentes ausreichend wäre, und, da aus üblichem Wortschatz der Elektrotechnik, empfehlenswerter sei. Obschon, wohl aus Mangel am richtigen Begriff, hier und da das Wort Verbrauch für die hier behandelte Größe benutzt worden ist, hat es sich nicht durchgesetzt. Rechnet man den Verbrauch des Spannungsmessers bei Vollausschlag nach, so ergibt sich

$$N = U_M \cdot I = \frac{U_M^2}{R_M} = \frac{U_M}{D} \quad (2)$$

Es liegt also unbestreitbar ein enger Zusammenhang von Verbrauch und Stromdämmung D vor; dieser ist jedoch so, daß, wenn die Stromdämmung groß ist, der Verbrauch selbst klein ist. Man sollte davon abkommen, Größen durch Begriffe zu bewerten, die dem reziprok sind, was man bewerten will. Und wenn man „Verbrauch“ wirklich meinte, dürfte man nicht als Maß dieser Größe Ohm/Volt angeben, sondern Watt. Da man aber durchweg die „Ohm/Volt“, wenn auch namenlos, angibt, zeigt man, daß nur diejenige Größe gemeint ist, welche in Ohm/Volt gemessen wird. Die unbedingt erwünschte leichte und schnelle Berechnung des Widerstandes im Meßbereich  $R_M$  aus N mit  $U_M^2/N$  ist wegen der quadratischen und nicht linearen Abhängigkeit von  $U_M$  nicht gegeben.

Im übrigen gäbe die Kleinheit des Verbrauchs zwar ein Maß für die fragliche Eigenschaft. Man könnte diese Größe jedoch nicht sogleich gebrauchen, wenn man die Wirkung der fraglichen Größe auf ein Meßergebnis, also den evtl. Meßfehler, berechnen will. Dies soll an den prinzipiell wichtigen Fällen, die an sich nichts Neues sind, gezeigt werden.

In Abb. 1 sei  $U_0$  die Leerlaufspannung, die gemessen werden soll. Der Spannungsgeber habe den Eigenwiderstand  $R_0$  (Abb. 1 ist das Ersatzschaltbild). Verwendet werde der Meßbereich  $U_M$  des Spannungsmessers, der die Stromdämmung  $D$  habe. Der Widerstand  $R_M$  des Spannungsmessers in diesem Meßbereich folgt aus

$$D = R_M / U_M \quad \text{zu} \quad R_M = D \cdot U_M \quad (3)$$

Dann fließt durch den aus Geber und Spannungsmesser bestehenden Kreis der Strom

$$I_v = \frac{U_0}{R_0 + R_M}$$

Es liegt somit an dem Voltmeter die Klemmenspannung

$$U = I_v R_M = U_0 \cdot \frac{R_M}{R_0 + R_M} = \frac{U_0}{1 + R_0/R_M} = \frac{U_0}{1 + \frac{R_0}{D \cdot U_M}} \quad (4)$$

Ersichtlich fällt die mit dem Voltmeter gemessene Spannung um so mehr gleich der „unmeßbaren“ Leerlaufspannung aus, deren Größe in diesem Falle gesucht wird, je größer  $R_M$  bzw. je größer die Stromdämmung  $D$  ist. Die Bedeutung der Stromdämmung  $D$  auf das Meßergebnis tritt unmittelbar hervor. Bei  $D = \infty$  wird  $U = U_0$ .

Auch bei durch Verbraucher  $R_v$  belastetem Spannungsgeber ist die am Verbraucher gemessene Spannung  $U$  infolge endlichen Widerstandes  $R_M$  des Spannungsmessers nicht die ohne ihn, nämlich (Abb. 2)

$$U = \frac{1}{\frac{1}{U_v} + \frac{1}{D \cdot U_0 U_M}} \quad (5)$$

wenn  $U_v$  die Spannung ist, die am Verbraucher gemessen wäre, falls mit stromlosem Voltmeter gearbeitet würde ( $D = \infty$ ) und  $U_M$  die Meßbereichsspannung ist. Dies folgt daraus, daß für die am Verbraucherwiderstand ohne Voltmeter liegende Spannung gilt

$$U_v = \frac{1}{\frac{1}{U_0} + \frac{R_0}{U_0 R_v}} \quad (6)$$

während für die gemessene Spannung, also bei Verwendung des Voltmeters, gilt:

$$U = \frac{1}{\frac{1}{U_0} + \frac{R_0}{U_0 R_v} + \frac{1}{D U_0 U_M}} \quad (7)$$

Für die Spannung am Verbraucher  $U_v$ , die sich ergeben hätte, wenn das Voltmeter nicht angelegt wäre, ergibt sich aus der mit Voltmeter gemessenen Spannung  $U$



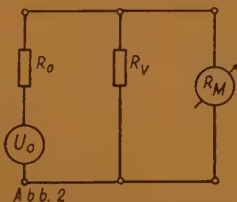
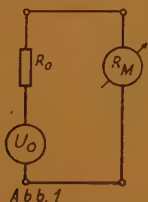
$$\frac{1}{U_v} = \frac{1}{U} + \frac{1}{D U_0 U_M} \quad (8)$$

Hier tritt als letztes Glied der Gleichung deutlich das Korrekturglied auf, welches durch das Voltmeter bedingt ist; und man sieht wieder, daß es verschwindet, wenn die Stromdämmung unendlich wird.

Aus Gleichung (5) folgt der Fehler, der durch Anlegen des Voltmeters mit der Stromdämmung  $D$  eintritt, zu

$$\frac{\Delta U_v}{U_v} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{U_v}{D U_0 U_M}} \quad (9)$$

Bei Vielfachinstrumenten hat man im allgemeinen, zum mindestens bei einer



Stromart (Gleich- oder Wechselstrom) für alle Spannungsmessbereiche die gleiche Stromdämmung. Die Bedeutung der Stromdämmung kommt bei manchen Vielfachinstrumenten dadurch zum Ausdruck, daß man sie geradezu entsprechend ihrer Stromdämmung benennt (Beispiel: „Ruskavo 5“ wegen 500 Ohm/Volt, „Ruskavo 1000“ wegen 100 000 Ohm/Volt). Mit Hilfe der dem Instrument eigenen Stromdämmung läßt sich dann zu jedem Meßbereich  $U_M$  der Meßbereichwiderstand berechnen mit Gleichung 3 b.

Hat man Vollausschlag des Spannungsmessers, so ist die Klemmenspannung  $U$  gleich dem Meßbereichwert  $U_m$ . Dann durchfließt das Meßinstrument der Strom

$$I_M = \frac{U_M}{R_M} = \frac{1}{D} \quad (10)$$

Stromdämmung und Vollausschlagstrom sind einander reziprok. Mit der Stromdämmung  $D$  hat man also ein einfaches Mittel zur Feststellung des bei Spannungsmessungen höchstens fließenden Stromes. Mißt man jedoch nicht bei Vollausschlag, so fließt selbstverständlich nur der Strom

$$I = \frac{U}{U_M} \cdot \frac{1}{D} \quad (11)$$

Diese Darlegungen dürften die Notwendigkeit und die Zweckmäßigkeit der Einführung des Begriffes „Stromdämmung“ erwiesen haben.

Daß Meßinstrumente mit hoher Stromdämmung in der Röhrenmeßtechnik z. B. zur Messung von Spannungen an Hochohmwiderständen unentbehrlich sind, braucht an dieser Stelle nicht weiter hervorgehoben zu werden.

# Berechnung der Strahlungsverteilung einer Rhombusantenne mit beliebigem Abschlußwiderstand

## I. Vorbemerkung

In einer früheren Arbeit des Verfassers wurde der Einfluß der exponentiellen Stromverteilung auf die Strahlungseigenschaften der Rhombusantenne untersucht<sup>1)</sup>. Jetzt soll nun das Strahlungsdiagramm berechnet werden, wenn die Rhombusantenne mit einem beliebigen Widerstand abgeschlossen wird. Hierbei soll angenommen werden, daß sich auf der Antenne eine Stromverteilung einstellt, wie sie uns die bekannten Leitungsgleichungen liefern. Da sich gezeigt hat, daß die exponentielle Dämpfung des Stromes auf die Gestaltung des Strahlungsdiagramms fast keinen Einfluß ausübt, so wollen wir hier die Dämpfung wieder vernachlässigen. Für eine am Ende mit dem Widerstand  $R_e$  abgeschlossene Doppelleitung ergibt sich bekanntlich folgende Stromverteilung:

$$\mathfrak{I}(x) = \mathfrak{I}(e^{j\alpha x} - p e^{-j\alpha x}), \quad (1)$$

wenn wir  $x$  vom Ende der Leitung her zählen.

$$\frac{R_e - Z}{R_e + Z}, \text{ so daß } |p| \leq 1 \text{ stellt den Reflexionskoeffizienten dar, worin } Z \text{ der}$$

Wellenwiderstand der Leitung ist.

Für  $p = 0$  ( $R_e = Z$ ) erhalten wir wieder den üblichen Ansatz für reine fortschreitende Wellen mit der Stromamplitude  $\mathfrak{I}$ , wofür das Strahlungsdiagramm bereits durch Bruce, Beck und Lowry<sup>2)</sup> berechnet worden ist. Für  $p = -1$  ( $R_e = 0$ ) erhalten wir die Stromverteilung einer am Ende kurzgeschlossenen Leitung und für  $p = +1$  ( $R_e = \infty$ ) die Stromverteilung einer am Ende offenen Leitung, auf der sich in beiden Fällen eine stehende Welle mit der Stromamplitude  $2\mathfrak{I}$  ausbildet.

## II. Feldstärkeberechnung

Die Berechnung der Feldverteilung soll mit Hilfe des Vektorpotentials in der bekannten Form:

$$\mathfrak{P} = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D} \int J(s, t) e^{j\alpha r \cos \theta} ds \cdot i_s \quad (2)$$

durchgeführt werden.

Hierbei bedeutet:

$D$  die Entfernung des Aufpunktes vom Koordinatenursprung,

$r$  die Entfernung des Strahlerelementes  $ds$  vom Nullpunkt längs des Strahlers gemessen,

<sup>1)</sup> Vgl. Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik Bd. 62 (1943) Juli-Heft, Seite 15–20.

<sup>2)</sup> E. Bruce, A. C. Beck u. L. R. Lowry, Horizontal rhombic antennas, Proc. J. R. E. 1 (1935) 23.



$\theta$  den Winkel zwischen dem Radiusvektor zum Strahlerelement und der Aufpunkt-  
richtung,

$i_s$  ist der Einheitsvektor parallel der Stromrichtung.

Ferner ist  $\frac{2\pi}{\lambda} = \alpha$  gesetzt worden.

Der komplexe Strom  $J(s, t)$  wird bezüglich seiner Abhängigkeit von der Zeit als harmonische Schwingung in der Form  $e^{j\omega t}$  vorausgesetzt. Dieser Faktor soll im folgenden unterdrückt werden.

Die elektrische Feldstärke im Fernfeld drückt sich durch das Vektorpotential in folgender Weise aus:

$$\mathcal{E}_\psi = -120 \pi j \alpha \mathcal{P}_\psi, \quad \mathcal{E}_\varphi = -120 \pi j \alpha \mathcal{P}_\varphi, \quad \mathcal{E}_r = 0 \quad (3)$$

wobei  $\psi$  das Azimut und  $\varphi$  die Elevation des Aufpunktes sind.

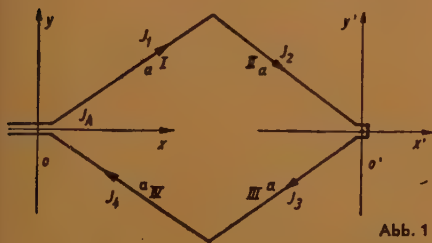


Abb. 1

Die Seitenlänge der Rhombusantenne sei mit  $a$  und der halbe Öffnungswinkel mit  $A$  bezeichnet.

In Abb. 1 sind die Richtungen der Ströme  $\mathfrak{I}_1, \mathfrak{I}_2, \mathfrak{I}_3, \mathfrak{I}_4$  auf den vier geraden Stücken I, II, III, IV angedeutet. Formel (1) liefert uns dann für die Ströme auf den einzelnen Strahlenden:

$$\mathfrak{I}_1(s) = \mathfrak{I}_4(s) = \mathfrak{I}(e^{j\alpha(2a-s)} - p e^{-j\alpha(2a-s)})$$

wobei  $s$  vom Eingang des Rhombus (0) gerechnet wird und

$$\mathfrak{I}_2(s') = \mathfrak{I}_3(s') = \mathfrak{I}(e^{j\alpha s'} - p e^{-j\alpha s'})$$

wobei  $s'$  vom Ende des Rhombus (0') gerechnet wird.

Dann ergibt sich für das Vektorpotential der Rhombuseite I bezogen auf den Punkt 0:

$$\mathcal{P}_1 = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D} \int_0^a \mathfrak{I}_1(s) e^{j\alpha s \cos \delta} ds \cdot i_1$$

$$= \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D j \alpha} \mathfrak{I} \left[ e^{j2\alpha a} \frac{1 - e^{-j\alpha a(1 - \cos \delta)}}{1 - \cos \delta} + p e^{-j2\alpha a} \frac{1 - e^{+j\alpha a(1 + \cos \delta)}}{1 + \cos \delta} \right] i_1$$

wobei  $\cos \delta = \cos \varphi \cos(\psi - A)$  und  $i_1 : (\cos A, \sin A, 0)$ .

Für das Vektorpotential der Rhombuseite IV bezogen auf den Punkt 0 erhalten wir:

$$\mathcal{P}_4 = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D j \alpha} \mathfrak{I} \left[ e^{j2\alpha a} \frac{1 - e^{-j\alpha a(1 - \cos \gamma)}}{1 - \cos \gamma} + p e^{-j2\alpha a} \frac{1 - e^{+j\alpha a(1 + \cos \gamma)}}{1 + \cos \gamma} \right] i_4$$

wobei  $\cos \gamma = \cos \varphi \cos(\psi + A)$  und  $i_4 : (-\cos A, \sin A, 0)$ .

Die Vektorpotentiale für die beiden anderen Seiten II und III werden zunächst in bezug auf den Punkt 0' ermittelt, um dann ebenfalls durch Multiplikation mit dem Faktor  $e^{j2\alpha a \cos A \cos \varphi \cos \psi}$  auf den Punkt 0 bezogen zu werden.

Wir erhalten daher, wenn man noch beachtet, daß  $i_3 = -i_1$  und  $i_2 = -i_1$  ist

$$\mathfrak{P}_2 = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D j \alpha} \Im e^{j2\alpha a \cos A \cos \gamma \cos \psi} \left[ \frac{1 - e^{j\alpha a (1 - \cos \gamma)}}{1 - \cos \gamma} + p \frac{1 - e^{-j\alpha a (1 + \cos \gamma)}}{1 + \cos \gamma} \right] i_1$$

$$\mathfrak{P}_3 = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D j \alpha} \Im e^{j2\alpha a \cos A \cos \gamma \cos \psi} \left[ \frac{1 - e^{j\alpha a (1 - \cos \delta)}}{1 - \cos \delta} + p \frac{1 - e^{-j\alpha a (1 + \cos \delta)}}{1 + \cos \delta} \right] i_1$$

Führen wir zur Abkürzung folgende Bezeichnungen ein:

$$P(\delta) = \frac{1}{1 - \cos \delta} \left[ (1 - e^{-j\alpha a (1 - \cos \delta)}) e^{j2\alpha a} + e^{j2\alpha a \cos A \cos \varphi \cos \psi} (1 - e^{j\alpha a (1 - \cos \delta)}) \right] \quad (4)$$

$$+ p \frac{1}{1 + \cos \delta} \left[ (1 - e^{j\alpha a (1 + \cos \delta)}) e^{-j2\alpha a} + e^{j2\alpha a \cos A \cos \varphi \cos \psi} (1 - e^{-j\alpha a (1 + \cos \delta)}) \right]$$

$$P(\gamma) = \frac{1}{1 - \cos \gamma} \left[ (1 - e^{-j\alpha a (1 - \cos \gamma)}) e^{j2\alpha a} + e^{j2\alpha a \cos A \cos \varphi \cos \psi} (1 - e^{j\alpha a (1 - \cos \gamma)}) \right] \quad (5)$$

$$+ p \frac{1}{1 + \cos \gamma} \left[ (1 - e^{j\alpha a (1 + \cos \gamma)}) e^{-j2\alpha a} + e^{j2\alpha a \cos A \cos \varphi \cos \psi} (1 - e^{-j\alpha a (1 + \cos \gamma)}) \right]$$

so ergeben sich wegen  $\mathfrak{P} = \mathfrak{P}_1 + \mathfrak{P}_2 + \mathfrak{P}_3 + \mathfrak{P}_4$ :

$$\mathfrak{P}_x = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D j \alpha} \Im [P(\delta) - P(\gamma)] \cos A$$

$$\mathfrak{P}_y = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D j \alpha} \Im [P(\delta) + P(\gamma)] \sin A$$

$$\mathfrak{P}_z = 0.$$

Da sich die  $\psi$  und  $\varphi$  Komponenten des Vektorpotentials auf Grund der bekannten Formeln:

$$\mathfrak{P}_\psi = -\mathfrak{P}_x \sin \psi + \mathfrak{P}_y \cos \psi$$

$$\mathfrak{P}_\varphi = -\mathfrak{P}_x \sin \varphi \cos \psi - \mathfrak{P}_y \sin \varphi \sin \psi + \mathfrak{P}_z \cos \varphi$$

berechnen, so erhalten wir:

$$\mathfrak{P}_\psi = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D j \alpha} \left[ \{P(\gamma) - P(\delta)\} \cos A \sin \psi + \{P(\gamma) + P(\delta)\} \sin A \cos \psi \right] \cdot \Im$$

$$\mathfrak{P}_\varphi = \frac{e^{-j\alpha D}}{4\pi D j \alpha} \left[ \{P(\gamma) - P(\delta)\} \cos A \cos \psi - \{P(\gamma) + P(\delta)\} \sin A \sin \psi \right] \cdot \Im \sin \varphi \quad (6)$$

mit deren Hilfe sich sofort gemäß Formel (3) die Feldstärkekomponenten  $\mathfrak{E}_\psi$  und  $\mathfrak{E}_\varphi$  für das Fernfeld bestimmen lassen.

Elementare Umformungen der durch (4) und (5) definierten Ausdrücke für  $P(\delta)$  und  $P(\gamma)$  liefern uns:



$$P(\delta) = -4 e^{j\alpha a} (1 + \cos A \cos \varphi \cos \psi) \left[ \frac{\sin \frac{\alpha a}{2} (1 - \cos \delta) \cdot \sin \frac{\alpha a}{2} (1 - \cos \gamma)}{1 - \cos \delta} \right. \\ \left. + p e^{-j2\alpha a} \frac{\sin \frac{\alpha a}{2} (1 + \cos \delta) \cdot \sin \frac{\alpha a}{2} (1 + \cos \gamma)}{1 + \cos \delta} \right]$$

$$P(\gamma) = -4 e^{j\alpha a} (1 + \cos A \cos \varphi \cos \psi) \left[ \frac{\sin \frac{\alpha a}{2} (1 - \cos \gamma) \cdot \sin \frac{\alpha a}{2} (1 - \cos \delta)}{1 - \cos \gamma} \right. \\ \left. + p e^{-j2\alpha a} \frac{\sin \frac{\alpha a}{2} (1 + \cos \gamma) \cdot \sin \frac{\alpha a}{2} (1 + \cos \delta)}{1 + \cos \gamma} \right]$$

wenn man beachtet, daß  $1 + \cos \delta - 2 \cos A \cos \varphi \cos \psi = 1 - \cos \gamma$  ist.

Setzen wir diese Werte für  $P(\delta)$  und  $P(\gamma)$  in die Ausdrücke für  $\mathfrak{P}_\psi$  und  $\mathfrak{P}_\varphi$  ein, so gewinnen wir die Gleichungen:

$$\mathfrak{P}_\psi = - \frac{e^{-j\alpha D}}{\pi D j a} \mathfrak{E} e^{j\alpha a} (1 + \cos A \cos \varphi \cos \psi) \left[ \sin \frac{\alpha a}{2} (1 - \cos \delta) \cdot \sin \frac{\alpha a}{2} (1 - \cos \gamma) \right. \\ \left. \left\{ \left( \frac{1}{1 - \cos \gamma} - \frac{1}{1 - \cos \delta} \right) \cos A \sin \psi + \left( \frac{1}{1 - \cos \gamma} + \frac{1}{1 - \cos \delta} \right) \sin A \cos \psi \right\} \right. \\ \left. + p e^{-j2\alpha a} \sin \frac{\alpha a}{2} (1 + \cos \delta) \cdot \sin \frac{\alpha a}{2} (1 + \cos \gamma) \right] \quad (7)$$

$$\left\{ \left( \frac{1}{1 + \cos \gamma} - \frac{1}{1 + \cos \delta} \right) \cos A \sin \psi + \left( \frac{1}{1 + \cos \gamma} + \frac{1}{1 + \cos \delta} \right) \sin A \cos \psi \right\} \\ \mathfrak{P}_\varphi = - \frac{e^{-j\alpha D}}{\pi D j a} \mathfrak{E} e^{j\alpha a} (1 + \cos A \cos \varphi \cos \psi) \left[ \sin \frac{\alpha a}{2} (1 - \cos \delta) \cdot \sin \frac{\alpha a}{2} (1 - \cos \gamma) \right. \\ \left. \left\{ \left( \frac{1}{1 - \cos \gamma} - \frac{1}{1 - \cos \delta} \right) \cos A \cos \psi - \left( \frac{1}{1 - \cos \gamma} + \frac{1}{1 - \cos \delta} \right) \sin A \sin \psi \right\} \right. \\ \left. + p e^{-j2\alpha a} \sin \frac{\alpha a}{2} (1 + \cos \delta) \cdot \sin \frac{\alpha a}{2} (1 + \cos \gamma) \right] \quad (8)$$

$$\left\{ \left( \frac{1}{1 + \cos \gamma} - \frac{1}{1 + \cos \delta} \right) \cos A \cos \psi - \left( \frac{1}{1 + \cos \gamma} + \frac{1}{1 + \cos \delta} \right) \sin A \sin \psi \right\} \sin \varphi$$

Man erkennt leicht, daß folgende Identitäten bestehen:

$$\left( \frac{1}{1 - \cos \gamma} - \frac{1}{1 - \cos \delta} \right) \cos A \sin \psi + \left( \frac{1}{1 - \cos \gamma} + \frac{1}{1 - \cos \delta} \right) \sin A \cos \psi \\ = \frac{2 \sin A \cdot (\cos \psi - \cos \varphi \cos A)}{(1 - \cos \delta) (1 - \cos \gamma)}$$

$$\left( \frac{1}{1 + \cos \gamma} - \frac{1}{1 + \cos \delta} \right) \cos A \sin \psi + \left( \frac{1}{1 + \cos \gamma} + \frac{1}{1 + \cos \delta} \right) \sin A \cos \psi = \frac{2 \sin A (\cos \psi + \cos \varphi \cos A)}{(1 + \cos \delta) (1 + \cos \gamma)}$$

$$\left( \frac{1}{1 - \cos \gamma} - \frac{1}{1 - \cos \delta} \right) \cos A \cos \psi - \left( \frac{1}{1 - \cos \gamma} + \frac{1}{1 - \cos \delta} \right) \sin A \sin \psi = \frac{2 \sin A \sin \psi}{(1 - \cos \delta) (1 - \cos \gamma)}$$

$$\left( \frac{1}{1 + \cos \gamma} - \frac{1}{1 + \cos \delta} \right) \cos A \cos \psi - \left( \frac{1}{1 + \cos \gamma} + \frac{1}{1 + \cos \delta} \right) \sin A \sin \psi = - \frac{2 \sin A \sin \psi}{(1 + \cos \delta) (1 + \cos \gamma)}$$

Folglich können wir die Komponenten der elektrischen Feldstärke, die sich nach (3) aus

$$\mathfrak{E}_\psi = -120 \pi j a \mathfrak{P}_\psi, \quad \mathfrak{E}_\varphi = -120 \pi j a \mathfrak{P}_\varphi$$

berechnen, in folgender Form schreiben:

$$\mathfrak{E}_\psi = 240 \frac{e^{-j a D}}{D} \Im \sin A e^{j a a (1 + \cos A \cos \varphi \cos \psi)} \left[ \frac{\sin \frac{a a}{2} (1 - \cos \delta)}{1 - \cos \delta} - \frac{\sin \frac{a a}{2} (1 - \cos \gamma)}{1 - \cos \gamma} (\cos \psi - \cos \varphi \cos A) + p e^{-j 2 a a} \frac{\sin \frac{a a}{2} (1 + \cos \delta)}{1 + \cos \delta} - \frac{\sin \frac{a a}{2} (1 + \cos \gamma)}{1 + \cos \gamma} (\cos \psi + \cos \varphi \cos A) \right] \quad (9)$$

$$\mathfrak{E}_\varphi = -240 \frac{e^{-j a D}}{D} \Im \sin A \sin \varphi \sin \psi e^{j a a (1 + \cos A \cos \varphi \cos \psi)} \left[ \frac{\sin \frac{a a}{2} (1 - \cos \delta)}{1 - \cos \delta} - \frac{\sin \frac{a a}{2} (1 - \cos \gamma)}{1 - \cos \gamma} + p e^{-j 2 a a} \frac{\sin \frac{a a}{2} (1 + \cos \delta) \sin \frac{a a}{2} (1 + \cos \gamma)}{1 + \cos \delta} \right] \quad (10)$$

Da die Ausdrücke komplex sind, müssen wir zu den absoluten Beträgen übergehen und erhalten wegen



$$|A + zB|^2 = |A + B \operatorname{Re}(z) + jB \operatorname{Im}(z)|^2 = (A + B \operatorname{Re}(z))^2 + (B \operatorname{Im}(z))^2 \\ = A^2 + B^2 (\operatorname{Re}^2(z) + \operatorname{Im}^2(z)) + 2AB \operatorname{Re}(z) = A^2 + B^2 |z|^2 + 2AB \operatorname{Re}(z)$$

wobei A und B reell sind:

$$D^2 |\mathcal{E}_\psi|^2 = (240 \Im \sin A)^2 \left[ \left\{ \frac{\sin \frac{aA}{2} (1 - \cos \delta) \sin \frac{aA}{2} (1 - \cos \gamma)}{1 - \cos \delta} \frac{1 - \cos \gamma}{1 - \cos \gamma} (\cos \psi - \cos \varphi \cos A) \right\}^2 \right. \\ \left. + \left\{ |p| \frac{\sin \frac{aA}{2} (1 + \cos \delta) \sin \frac{aA}{2} (1 + \cos \gamma)}{1 + \cos \delta} \frac{1 + \cos \gamma}{1 + \cos \gamma} (\cos \psi + \cos \varphi \cos A) \right\}^2 \right] \quad (9a) \\ + 2 \operatorname{Re}(p e^{-j2aA}) \frac{\sin \frac{aA}{2} (1 - \cos \delta) \sin \frac{aA}{2} (1 - \cos \gamma) \sin \frac{aA}{2} (1 + \cos \delta)}{1 - \cos \delta} \frac{1 - \cos \gamma}{1 - \cos \gamma} \frac{1 + \cos \delta}{1 + \cos \delta} \\ \cdot \frac{\sin \frac{aA}{2} (1 + \cos \gamma)}{1 + \cos \gamma} (\cos^2 \psi - \cos^2 \varphi \cos^2 A) \Bigg]$$

$$D^2 |\mathcal{E}_\varphi|^2 = (240 \Im \sin A \sin \varphi \sin \psi)^2 \left[ \left\{ \frac{\sin \frac{aA}{2} (1 - \cos \delta) \sin \frac{aA}{2} (1 - \cos \gamma)}{1 - \cos \delta} \frac{1 - \cos \gamma}{1 - \cos \gamma} \right\}^2 \right. \\ \left. + \left\{ |p| \frac{\sin \frac{aA}{2} (1 + \cos \delta) \sin \frac{aA}{2} (1 + \cos \gamma)}{1 + \cos \delta} \frac{1 + \cos \gamma}{1 + \cos \gamma} \right\}^2 \right] \quad (10a) \\ + 2 \operatorname{Re}(p e^{-j2aA}) \frac{\sin \frac{aA}{2} (1 - \cos \delta) \sin \frac{aA}{2} (1 - \cos \gamma) \sin \frac{aA}{2} (1 + \cos \delta)}{1 - \cos \delta} \frac{1 - \cos \gamma}{1 - \cos \gamma} \frac{1 + \cos \delta}{1 + \cos \delta} \\ \cdot \frac{\sin \frac{aA}{2} (1 + \cos \gamma)}{1 + \cos \gamma} \Bigg]$$

Für den Absolutbetrag der Gesamtfeldstärke ergibt sich

$$|\mathcal{E}|^2 = |\mathcal{E}_\psi|^2 + |\mathcal{E}_\varphi|^2$$

Setzen wir hierin die soeben berechneten Ausdrücke ein, und beachten ferner, daß:

$$(\cos \psi - \cos \varphi \cos A)^2 + \sin^2 \varphi \sin^2 \varphi = (1 - \cos \delta) (1 - \cos \gamma)$$

$$(\cos \psi + \cos \varphi \cos A)^2 + \sin^2 \varphi \sin^2 \varphi = (1 + \cos \delta) (1 + \cos \gamma)$$

$$\cos^2 \psi - \cos^2 \varphi \cos^2 A + \sin^2 \varphi \sin^2 \varphi = 1 - \cos^2 \varphi (\sin^2 \psi + \cos^2 A),$$

so gewinnen wir endlich die Formel:

$$\begin{aligned}
D^2 |\mathcal{E}|^2 = (240 \Im \sin A)^2 & \left\{ \frac{\sin \frac{a\delta}{2} (1 - \cos \delta)}{\sqrt{1 - \cos \delta}} \frac{\sin \frac{a\gamma}{2} (1 - \cos \gamma)}{\sqrt{1 - \cos \gamma}} \right\}^2 \\
& + \left\{ |p| \frac{\sin \frac{a\delta}{2} (1 + \cos \delta)}{\sqrt{1 + \cos \delta}} \frac{\sin \frac{a\gamma}{2} (1 + \cos \gamma)}{\sqrt{1 + \cos \gamma}} \right\}^2 \\
& + 2 \operatorname{Re} (p e^{-j2a\delta}) \frac{\sin \frac{a\delta}{2} (1 - \cos \delta)}{\sqrt{1 - \cos \delta}} \frac{\sin \frac{a\gamma}{2} (1 - \cos \gamma)}{\sqrt{1 - \cos \gamma}} \frac{\sin \frac{a\delta}{2} (1 + \cos \delta)}{\sqrt{1 + \cos \delta}} \\
& \frac{\sin \frac{a\gamma}{2} (1 + \cos \gamma)}{\sqrt{1 + \cos \gamma}} \frac{1 - \cos^2 \varphi (\sin^2 \psi + \cos^2 A)}{\sqrt{1 - \cos^2 \delta} \sqrt{1 - \cos^2 \gamma}}
\end{aligned} \quad (11)$$

mit  $\cos \delta = \cos \varphi \cos (\psi - A)$  und  $\cos \gamma = \cos \varphi \cos (\psi + A)$ .

Hieraus ergibt sich der absolute Betrag der Gesamtfeldstärke in Hauptstrahlrichtung ( $\psi = 0$ ) zu:

$$D^2 |\mathcal{E}|_{\psi=0}^2 = (240 \pi \frac{a}{\lambda} \Im \sin A)^2 \left[ \left\{ \frac{\sin^2 u}{u} \right\}^2 + \left\{ p \frac{\sin^2 v}{v} \right\}^2 + 2 p \cos \varphi \frac{\sin^2 u}{u} \frac{\sin^2 v}{v} \right] \quad (12)$$

$$\text{wobei } u = \frac{a\delta}{2} (1 - \cos \varphi \cos A) = \pi \frac{a}{\lambda} (1 - \cos \varphi \cos A)$$

$$v = \frac{a\gamma}{2} (1 + \cos \varphi \cos A) = \pi \frac{a}{\lambda} (1 + \cos \varphi \cos A)$$

und

$$|p| = p \quad \text{sowie} \quad \operatorname{Re} (p e^{-j2a\delta}) = p \cos \varphi$$

Hierdurch sind wir in der Lage, die Strahlungsverteilung einer Rhombusantenne zu berechnen, falls auf der Antenne nicht nur reine fortschreitende Wellen auftreten, sondern wenn durch eine mehr oder weniger große Abweichung des Abschlußwiderstandes vom Wellenwiderstand am Ende eine gewisse Reflexion eintritt, die sich in der Praxis wohl kaum vermeiden lassen wird.

Wir haben aber auch durch entsprechende Wahl des Reflexions-Koeffizienten — der nach Betrag ( $|p| \leq 1$ ) und Phase frei wählbar ist — die Möglichkeit, das Strahlungsdiagramm gegenüber dem bekannten für reine fortschreitende Wellen abzuwandeln und ein eventuell störendes Nebenmaximum der Rückstrahlung aufzuspalten und zu schwächen.

Die Abb. 2, 3, 4, 5 lassen die Wirkung bei einer Rhombusantenne mit einer Seitenlänge von  $a = \lambda$  und einem halben Spreizwinkel  $A = 45^\circ$  erkennen. In Abb. 2 ist für  $\rho = \pi$  der Reflexionskoeffizient  $p = -0,284$  so gewählt, daß im freien Raum das Maximum der Rückstrahlung in zwei gleichgroße Maxima aufgespalten wird. Bei einer Höhe von  $H = 0,35 \lambda$  der Rhombusantenne über Erde zeigt sich, daß — bei Berücksichtigung eines gegenphasigen Spiegelbildes — die beiden Maxima un-



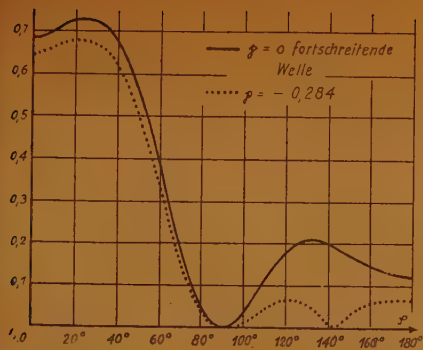


Abb. 2 Vertikaldiagramm in Hauptstrahlrichtung einer Rhombus-Antenne für eine Seitenlänge von  $a=\lambda$  und einen halben Spreizwinkel von  $A=45^\circ$

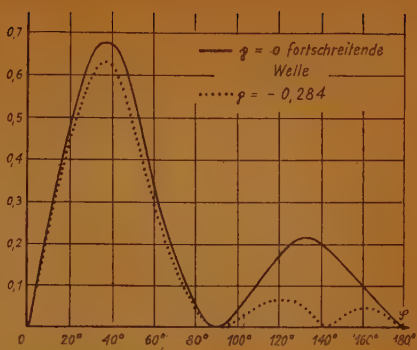


Abb. 3 Vertikaldiagramm in Hauptstrahlrichtung einer Rhombus-Antenne für eine Seitenlänge von  $a=\lambda$  und einen halben Spreizwinkel von  $A=45^\circ$  und eine Höhe über Erde von  $H=0,35 \lambda$

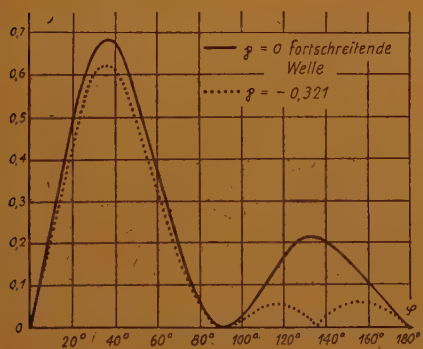


Abb. 4 Vertikaldiagramm in Hauptstrahlrichtung einer Rhombus-Antenne für eine Seitenlänge von  $a=\lambda$  und einen halben Spreizwinkel von  $A=45^\circ$  und eine Höhe über Erde von  $H=0,35 \lambda$

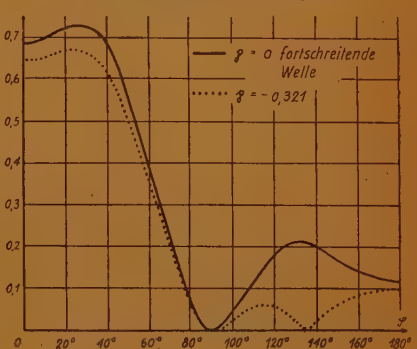


Abb. 5 Vertikaldiagramm in Hauptstrahlrichtung einer Rhombus-Antenne für eine Seitenlänge von  $a=\lambda$  und einen halben Spreizwinkel von  $A=45^\circ$

gleich groß werden, wie aus Abb. 3 zu erkennen ist. Durch eine entsprechende Abänderung des Reflexionskoeffizienten in  $p=-0,321$  läßt sich aber bewirken, daß die beiden Maxima bei Berücksichtigung des gegenphasigen Spiegelbildes gleich groß werden (vgl. Abb. 4). Die zugehörige Form des Vertikaldiagramms durch die Hauptstrahlrichtung für den freien Raum ist in Abb. 5 wiedergegeben. Zum Vergleich sind in die Abbildungen stets auch die bekannten Vertikaldiagramme für reine fortschreitende Wellen eingetragen.

### III. Zusammenfassung

Zur Ermittlung der Strahlungsverteilung einer Rhombusantenne, die mit einem beliebigen Widerstand abgeschlossen sein möge, wird die sich bei einer dämpfungsfreien Doppelleitung ergebende Stromverteilung zugrunde gelegt. Die Feldstärkeberechnung wird mit Hilfe des Vektorpotentials durchgeführt und liefert die endgültige Formel für die elektrische Feldstärke im Fernfeld in Abhängigkeit vom Reflexionskoeffizienten. Hierdurch ist man zunächst in der Lage, den Einfluß einer mehr oder weniger großen Abweichung des Abschlußwiderstandes vom Wellenwiderstand auf das Strahlungsdiagramm zu ermitteln, zum anderen bietet sich aber auch die Möglichkeit die störende Rückstrahlung zu verringern. Zur Veranschaulichung wird ein Beispiel gegeben.

# Die transformatorischen Eigenschaften der Drosselkette

Gewisse Tiefpaßschaltungen, insbesondere Drosselketten (zu denen man auch die Leitungen rechnen kann) weisen in der Nähe der Resonanzstelle Eigenschaften auf, die denen eines Transformators sehr ähnlich sind. Betrachtet man das Verhältnis zwischen Vierpol-Kernwiderstand und Belastungswiderstand als Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  des Vierpols, so werden Spannungen und Ströme am Eingang bzw. Ausgang in eben diesem Verhältnis  $\bar{u}$  bzw.  $1/\bar{u}$  übersetzt, während aber beim Transformator die Phasenverschiebung zwischen Primär- und Sekundärspannung bzw. zwischen Primär- und Sekundärstrom  $180^\circ$  beträgt, ist diese bei der Drosselkette nur  $90^\circ$ .

Aus den allgemeinen Vierpolgleichungen

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_2 \cos g + \beta \Im_2 \sin g, \\ \Im_1 &= \Im_2 \cos g + \frac{u_2}{\beta} \sin g \end{aligned} \right\} (1)$$

folgt für den Eingangswiderstand  $\mathfrak{W}_1$  durch Division

$$\mathfrak{W}_1 = \frac{u_1}{\Im_1} = \beta \frac{\frac{u_2}{\beta} \cos g + \Im_2 \sin g}{\Im_2 \cos g + \frac{u_2}{\beta} \sin g}$$

Nennt man dabei  $\frac{u_2}{\beta} = \mathfrak{W}_2$  den Abschlußwiderstand des Vierpols, so ergibt sich

$$\mathfrak{W}_1 = \beta \frac{\beta \sin g + \mathfrak{W}_2 \cos g}{\beta \cos g + \mathfrak{W}_2 \sin g} \quad (1a)$$

Für den Fall großer Dämpfung (für  $g = b + ja > 6.3$  ist  $\sin g = \cos g = \frac{1}{2} e^g$ ) ist der Eingangswiderstand  $\mathfrak{W}_1$  vom Abschlußwiderstand  $\mathfrak{W}_2$  unabhängig und gleich dem Kennwiderstand  $\beta$ .

Auch wenn der Vierpol mit dem Kennwiderstand  $\beta$  abgeschlossen ist, wird nach (1a)  $\mathfrak{W}_1 = \beta$ . Ausgezeichnete Werte für den Eingangswiderstand ergeben sich bei kleiner Eigendämpfung für den ausgangsseitigen Kurzschluß und Leerlauf. Für  $\mathfrak{W}_2 = 0$  ist nach (1a)

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{W}_{1K} &= \beta \cdot \tan g \quad (\text{Kurzschlußwiderstand}) \\ \mathfrak{W}_{1L} &= \frac{\beta}{\tan g} \quad (\text{Leerlaufwiderstand}). \end{aligned} \right\} (2)$$

Aus (2) ergibt sich der bemerkenswerte Zusammenhang, daß sich der Kennwiderstand als der geometrische Mittelwert aus Leerlauf- und Kurzschlußwiderstand darstellt.

$$\beta = \sqrt{\mathfrak{W}_{1L} \cdot \mathfrak{W}_{1K}} \quad (3a)$$



außerdem folgt noch durch Division aus (2)

$$\mathfrak{I}_{gg} = \sqrt{\frac{\mathfrak{W}_{1K}}{\mathfrak{W}_{1L}}} \quad (3b)$$

durch Umformung folgt aus (1a)

$$\mathfrak{W}_1 = \mathfrak{Z} \frac{\cos g}{\sin g} \frac{\mathfrak{Z} \mathfrak{I}_{gg} + \mathfrak{W}_2}{\mathfrak{Z} + \mathfrak{W}_2} = \mathfrak{W}_{1L} \frac{\mathfrak{W}_{1K} + \mathfrak{W}_2}{\mathfrak{W}_{1L} + \mathfrak{W}_2}$$

$$\mathfrak{W}_1 = \mathfrak{W}_{1L} + \frac{\mathfrak{W}_{1K} \cdot \mathfrak{W}_{1L} - \mathfrak{W}_{1L}^2}{\mathfrak{W}_{1L} + \mathfrak{W}_2} = \mathfrak{W}_{1L} + \frac{\mathfrak{Z}^2 - \mathfrak{W}_{1L}^2}{\mathfrak{W}_{1L} + \mathfrak{W}_2}$$

nennt man hierin

$$\sqrt{\mathfrak{W}_{1L}^2 - \mathfrak{Z}^2} = \mathfrak{M} \quad (4)$$

den Kernwiderstand des Vierpols, so ist schließlich

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{W}_1 &= \mathfrak{W}_{1L} - \frac{\mathfrak{M}^2}{\mathfrak{W}_{1L} + \mathfrak{W}_2} \\ \mathfrak{M} &= \sqrt{(\mathfrak{W}_{1L} - \mathfrak{W}_1)(\mathfrak{W}_{1L} + \mathfrak{W}_2)} = \sqrt{\mathfrak{W}_{1L}(\mathfrak{W}_{1L} - \mathfrak{W}_{1K})} = \frac{\mathfrak{Z}}{\sin g} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Physikalisch kann man den Kernwiderstand eines Vierpols als das Verhältnis von Ausgangsspannung  $u_2$  und Eingangsstrom  $\mathfrak{I}_1$  bei Leerlauf definieren, er entspricht somit etwa der Gegeninduktivität  $M$  des Transformators im Leerlauf

$$j \omega M = \frac{u_2}{\mathfrak{I}_1}$$

Unter der Annahme, daß die Verluste in dem Vierpol gering sind, gilt für einen Tiefpaß nach Abb. 1a ( $\pi$ -Glieder)

$$\begin{aligned} \mathfrak{Z} &= \sqrt{\frac{\frac{\mathfrak{R}}{\mathfrak{G}}}{1 + \frac{\mathfrak{R}\mathfrak{G}}{4}}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{j\omega C \left[ 1 + j\frac{\omega C}{4}(R + j\omega L) \right]}} = \frac{2\gamma}{\omega C} \sqrt{\frac{1 - j\frac{\delta}{\gamma}}{(1 - \gamma^2) + j\delta\gamma}} \\ \mathfrak{I}_{gg} &= \frac{\sqrt{\mathfrak{R}\mathfrak{G} \left( 1 + \frac{\mathfrak{R}\mathfrak{G}}{4} \right)}}{1 + \frac{\mathfrak{R}\mathfrak{G}}{2}} = \frac{\sqrt{j\omega C (R + j\omega L) \left[ 1 + j\frac{\omega C}{4}(R + j\omega L) \right]}}{1 + j\frac{\omega C}{2}(R + j\omega L)} \\ &= j2\gamma \sqrt{\frac{\left( 1 - j\frac{\delta}{\gamma} \right) (1 - \gamma^2 + j\delta\gamma)}{1 - 2\gamma^2 + j2\delta\gamma}} \end{aligned} \quad (6)$$

dabei bedeuten

$$\gamma = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{2}{\sqrt{LC}}, \quad \delta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Es ist weiter

$$\sin \frac{g}{2} = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - \mathfrak{T}g^2}}{2}} = j \sqrt{\gamma^2 - j \delta \gamma} = j \gamma \sqrt{1 - j \frac{\delta}{\gamma}}$$

Solange die Dämpfung  $\delta$  klein ist, darf man dafür schreiben

$$\begin{aligned} \sin \frac{g}{2} &= j \gamma \left( 1 - j \frac{\delta}{2\gamma} \right) = \frac{\delta}{2} + j \gamma, \\ g &= 2 \Re \sin \left( j \gamma + \frac{\delta}{2} \right) = f \left( j \gamma + \frac{\delta}{2} \right), \end{aligned} \quad (7)$$

nach Taylor ist

$$\begin{aligned} g &= b + j a = f(j \gamma) + \frac{\delta}{2} f'(j \gamma) + \dots \\ &= 2 \Re \sin j \gamma + \delta \frac{d}{d(j \gamma)} (\Re \sin j \gamma) + \dots \\ b + j a &= j 2 \operatorname{arcsin} \gamma + \frac{\delta}{\sqrt{1 - \gamma^2}} \end{aligned} \quad (7a)$$

Für  $\gamma < 1$  ( $\omega < \omega_0$ ) ist somit

$$b = \frac{\delta}{\sqrt{1 - \gamma^2}}, \quad a = 2 \operatorname{arcsin} \gamma. \quad (7b)$$

Bei Resonanz ( $\gamma = \frac{1}{2} \sqrt{2}$ ) ist z. B.

$$b = \sqrt{2} \delta, \quad a = \frac{\pi}{2}. \quad (7c)$$

Ist dagegen  $\gamma > 1$  ( $\omega > \omega_0$ ), so erhält man aus (7) mit  $\operatorname{arcsin} \gamma = \frac{\pi}{2} - \arccos \gamma$

$$\begin{aligned} b + j a &= 2 \Re \sin j \left( \gamma - j \frac{\delta}{2} \right) = 2 j \operatorname{arcsin} \left( \gamma - j \frac{\delta}{2} \right) \\ &= 2 j \left[ \frac{\pi}{2} - \arccos \left( \gamma - j \frac{\delta}{2} \right) \right] = j \pi - j 2 \arccos \left( \gamma - j \frac{\delta}{2} \right) \\ &= j \pi - 2 \Re \cos \left( \gamma - j \frac{\delta}{2} \right) = f(\gamma) + j \left[ \pi - \frac{\delta}{2} f'(\gamma) \right] \\ b + j a &= 2 \Re \cos \gamma + j \left( \pi - \frac{\delta}{\sqrt{\gamma^2 - 1}} \right). \end{aligned}$$

Daher ist für  $\gamma > 1$

$$b = 2 \Re \cos \gamma, \quad a = \pi - \frac{\delta}{\sqrt{\gamma^2 - 1}}. \quad (7d)$$

Schließlich ist für  $\gamma = 1$

$$\sin \frac{g}{2} = \sin \frac{b}{2} \cos \frac{a}{2} + j \cos \frac{b}{2} \sin \frac{a}{2} = j + \frac{\delta}{2},$$



daraus folgt

$$\cos \frac{b}{2} \cdot \sin \frac{a}{2} = 1, \quad a = 2 \arcsin \left( \frac{1}{\cos \frac{b}{2}} \right)$$

und

$$\sin \frac{a}{2} = \frac{1}{\cos \frac{b}{2}}, \quad \cos \frac{a}{2} = \sqrt{1 - \frac{1}{\cos^2 \frac{b}{2}}} = \operatorname{tg} \frac{b}{2}.$$

Aus  $\sin \frac{b}{2} \cdot \cos \frac{a}{2} = \frac{\delta}{2}$  ergibt sich damit

$$\sin \frac{b}{2} \cdot \operatorname{tg} \frac{b}{2} = \frac{\delta}{2}, \quad \sin^2 \frac{b}{2} = \frac{\delta}{2} \sqrt{1 + \sin^2 \frac{b}{2}}.$$

$$\left. \begin{aligned} \sin \frac{b}{2} &= \sqrt{\frac{\delta}{2}}, \quad b = 2 \arcsin \sqrt{\frac{\delta}{2}} \sim \sqrt{2\delta}, \\ a &= 2 \arcsin \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\delta}{2}}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (7e)$$

Für den Kurzschluß- und Leerlaufwiderstand findet man aus (2) nach Einsetzen der Beziehungen (6)

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{B}_{1K} &= j \frac{4\gamma^2}{\omega C} \cdot \frac{1 - j \frac{\delta}{\gamma}}{1 - 2\gamma^2 + j 2\delta\gamma} \\ \mathfrak{B}_{1L} &= \frac{1}{j\omega C} \cdot \frac{1 - 2\gamma^2 + j 2\delta\gamma}{1 - \gamma^2 + j\delta\gamma} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Für den Resonanzfall ( $\gamma = \frac{1}{2} \sqrt{2}$ ) ist entsprechend

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{B}_{1K} &= \frac{2}{\omega C} \cdot \frac{1 - j \sqrt{2}\delta}{\sqrt{2}\delta} \\ \mathfrak{B}_{1L} &= \frac{2}{\omega C} \cdot \frac{\sqrt{2}\delta}{1 + j \sqrt{2}\delta} \end{aligned} \right\} \quad (8a)$$

Nach (5) ist der Kernwiderstand des Vierpols

$$\mathfrak{K} = \frac{j}{\omega C (1 - \gamma^2 + j\delta\gamma)}$$

bei Resonanz

$$\mathfrak{M}_{\text{Res}} = \frac{j^2}{\omega C (1 + j \sqrt{2} \delta)} \quad (8b)$$

Schließlich ist noch der Eingangswiderstand nach (5)

$$\mathfrak{B}_1 = \frac{\mathfrak{B}_2}{1 - \gamma^2 + j \delta \gamma} \cdot \frac{1}{j \omega C \mathfrak{B}_2} \frac{[(1 - 2\gamma^2 + j 2\delta\gamma)^2 - 1]}{j \omega C \mathfrak{B}_2 (1 - \gamma^2 + j \delta \gamma) + (1 - 2\gamma^2 + j 2\delta\gamma)}$$

und im Resonanzfall

$$\mathfrak{B}_{1 \text{ Res}} = \mathfrak{B}_2 \frac{\sqrt{2} \delta + \frac{2}{\omega C \mathfrak{B}_2} (1 - j \sqrt{2} \delta)}{\sqrt{2} \delta + \frac{\omega C \mathfrak{B}_2}{2} (1 + j \sqrt{2} \delta)} \quad (8c)$$

Nennt man für die Nähe der Resonanzstelle

$$|\mathfrak{M}| = \frac{2}{\omega C (1 + j \sqrt{2} \delta)} = \ddot{u} \mathfrak{B}_2 \quad (8d)$$

wobei

$$\ddot{u} = \frac{|\mathfrak{M}|}{\mathfrak{B}_2} = \frac{\mathfrak{B}_1}{|\mathfrak{M}|} = \frac{2}{\omega C \mathfrak{B}_2 (1 + j \sqrt{2} \delta)}$$

das Übersetzungsverhältnis des Vierpols ist, so folgt aus (8c) für das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangswiderstand

$$\frac{\mathfrak{B}_1}{\mathfrak{B}_2} = \frac{\sqrt{2} \delta + (1 + 2\delta^2) \ddot{u}}{\sqrt{2} \delta + \frac{1}{\ddot{u}}} = \ddot{u}^2 \frac{1 + 2\delta^2 + \frac{\sqrt{2} \delta}{\ddot{u}}}{1 + \sqrt{2} \delta \ddot{u}} \quad (9)$$

da voraussetzungsgemäß die Dämpfung klein sein soll, ist mit  $2\delta^2 \ll 1$  das Widerstandsverhältnis

$$\mathfrak{B}_1 = \ddot{u}^2 \frac{1 + \frac{\sqrt{2} \delta}{\ddot{u}}}{1 + \sqrt{2} \delta \ddot{u}} \quad (9a)$$

Je kleiner die Dämpfung ist, um so mehr nähert sich das Verhältnis der Widerstände dem Werte  $\ddot{u}^2$ , d. h. der verlustlose Tiefpaß übersetzt im Resonanzfall genau wie ein idealer Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  den Abschlußwiderstand  $\mathfrak{B}_2$  im Verhältnis  $\ddot{u}^2$  auf den Eingang. Wie (9a) weiter erkennen läßt, wird der Einfluß der Dämpfung auf das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  um so geringer, je kleiner  $\ddot{u}$  selbst ist.

Für  $\ddot{u} = 1$  ist das Verhältnis  $\frac{\mathfrak{B}_1}{\mathfrak{B}_2} = 1$  unabhängig von der Größe der Dämpfung. In Abb. 2 ist für verschiedene Werte von  $\delta$  ( $\delta = 0$ ,  $\delta = 0,1$ ,  $\delta = 0,5$ ) das Widerstands-

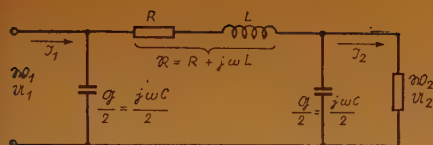


Abb. 1a  $\pi$ -Glied

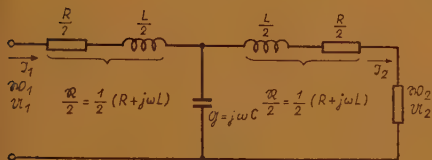


Abb. 1b T-Glied

verhältnis  $\frac{W_1}{W_2}$  in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  ( $\ddot{u} < 1$  und  $\ddot{u} > 1$ ) aufgetragen.

Setzt man in (I) für

$$I_1 \text{ bzw. } I_2$$

$$I_1 = \Im_1 W_1, \quad I_2 = \Im_2 W_2,$$

so findet man

$$I_1 = \Im_2 (W_2 \cos g + \Im \sin g) = \Im_1 W_1$$

und daraus das Verhältnis der Ströme

$$\frac{\Im_2}{\Im_1} = \frac{W_2}{W_1} \cos g + \Im \sin g,$$

mit (1a)

$$\frac{\Im_2}{\Im_1} = \Im \cdot \frac{1}{\sin g \cdot \left( \frac{\Im}{\Im g} + W_2 \right)} = \frac{e^{-g}}{\frac{1}{2} \left( 1 + \frac{W_2}{\Im} + \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{W_2}{\Im} \right) e^{-2g} \right)}.$$

Unter Beachtung von (2) und (5) ist schließlich

$$\frac{\Im_2}{\Im_1} = \frac{W}{W_{1L} + W_2}. \quad (10)$$

Für die Spannungsübersetzung ergibt sich auf ähnliche Weise

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\Im_2 \cdot W_2}{\Im_1 \cdot W_1} = \frac{1}{\cos g + \frac{\Im}{W_2} \sin g} = \frac{\Im}{\sin g} \cdot \frac{1}{\frac{\Im}{\Im g} + \frac{\Im^2}{W_2}}.$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{W}{W_{1L} + \frac{\Im^2}{W_2}} = \frac{e^{-g}}{\frac{1}{2} \left( 1 + \frac{\Im}{W_2} \right) + \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\Im}{W_2} \right) e^{-2g}}. \quad (11)$$

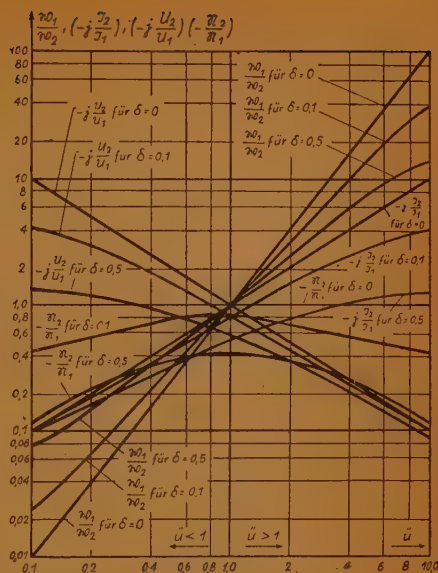


Abb. 2 Widerstand — Strom- und Spannungsübersetzung einer Drosselkette



Mit den speziellen Werten für  $\mathfrak{B}$ ,  $\mathfrak{B}_{1L}$  und  $\mathfrak{M}$  aus (6), (8) und (8b) erhält man für das Strom- bzw. Spannungsverhältnis

$$\left. \begin{aligned} \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1} &= \frac{j}{\omega C \mathfrak{B}_2 (1 - \gamma^2 + j \delta \gamma) - j (1 - 2 \gamma^2 + j 2 \delta \gamma)} \\ \frac{u_2}{u_1} &= \frac{j}{\frac{4 \gamma^2}{\omega C \mathfrak{B}_2} \left( 1 - j \frac{\delta}{\gamma} \right) - j (1 - 2 \gamma^2 + j 2 \delta \gamma)} \end{aligned} \right\} (12)$$

In der Nähe der Resonanzstelle ist dafür zu schreiben

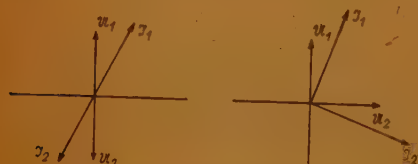
$$\left. \begin{aligned} \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1} &= \frac{j}{\frac{1}{2} \omega C \mathfrak{B}_2 (1 + j \sqrt{2} \delta) + \sqrt{2} \delta} = \frac{j \ddot{u}}{1 + \sqrt{2} \delta \ddot{u}} \\ \frac{u_2}{u_1} &= \frac{j}{\frac{2}{\omega C \mathfrak{B}_2} (1 - j \sqrt{2} \delta) + \sqrt{2} \delta} = \frac{j}{(1 + 2 \delta^2) \ddot{u} + \sqrt{2} \delta} = \frac{j}{\ddot{u} + \sqrt{2} \delta} \end{aligned} \right\} (12a)$$

Das Leistungsverhältnis ist schließlich bei Resonanz

$$\frac{\mathfrak{N}_2}{\mathfrak{N}_1} = \frac{u_2 \cdot \mathfrak{I}_2}{u_1 \cdot \mathfrak{I}_1} = \frac{1}{1 + \sqrt{2} \delta \ddot{u} \left( \ddot{u} + \frac{1}{\ddot{u}} \right)} \quad (12b)$$

Für die Strom- und Spannungsübersetzung ergeben sich bei der Drosselkette insofern von den vom Transformator her gewohnten abweichende Verhältnisse, als die Phasenverschiebung zwischen Primär- und Sekundärstrom ebenso wie zwischen Primär- und Sekundärspannung nur  $90^\circ$  beträgt (Abb. 3).

Für die ideale Drosselkette ( $\delta = 0$ ) ist nach (12a) und (12b)



$$\left. \begin{aligned} \frac{\mathfrak{I}_2}{\mathfrak{I}_1} &= j \ddot{u} = \ddot{u} \cdot e^{j \frac{\pi}{2}}, \\ \frac{u_2}{u_1} &= j \frac{1}{\ddot{u}} = \frac{1}{\ddot{u}} e^{j \frac{\pi}{2}}, \\ \frac{\mathfrak{N}_2}{\mathfrak{N}_1} &= -1 = 1 \cdot e^{j \pi} \end{aligned} \right\} (12c)$$

Abb. 3 Strom und Spannungen beim Transformator und bei der Drosselkette

im Amplitudenverhältnis stimmen Strom-Spannungs- und Leistungsübersetzung bei der Drosselkette im Resonanzfall völlig mit denen eines Transformators überein. In Abb. 2 sind die Beziehungen (12a) und (12b) ausgewertet, hinsichtlich des Verlaufs der Kurven für die Leistungsübersetzung ist die interessante Feststellung zu machen, daß — abgesehen bei der idealen Drosselkette — der Wirkungsgrad stark vom Übersetzungsverhältnis abhängt. Er hat ein Maximum für  $\ddot{u} = 1$ , während er mit wachsendem bzw. abnehmendem  $\ddot{u}$  ( $\ddot{u} \geq 1$ ) schnell kleiner wird.

Die transformatorischen Eigenschaften der Drosselkette werden z. B. bei der Modulationsschaltung nach Doherty benutzt, deren Prinzipschaltbild Abb. 4 zeigt. Die

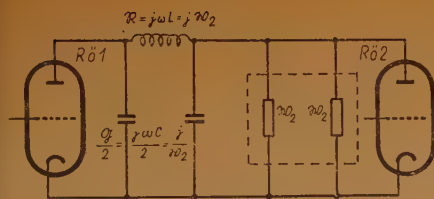


Abb. 4 Prinzipschaltbild des Doherty-Modulationsverfahrens

Röhren Rö 1 und 2 arbeiten auf den gemeinsamen Außenwiderstand  $\frac{\mathfrak{B}_2}{2}$ , der die Belastung durch die Antenne darstellt. Die Drosselkette ist auf die Trägerfrequenz abgestimmt, ihr Kennwiderstand ergibt sich bei Vernachlässigung der Verluste mit

$$R = j \omega L = j \mathfrak{B}_2 \quad \text{und} \quad G = j \omega C = j \frac{2}{\mathfrak{B}_2} \quad \text{zu}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{R}{G \left(1 + \frac{R G}{4}\right)}} = \sqrt{\frac{\mathfrak{B}_2^2}{2 \left(1 - \frac{1}{2}\right)}} = \mathfrak{B}_2, \quad (13)$$

das Übertragungsmaß ist

$$g = \mathfrak{M} \sin \sqrt{R G \left(1 + \frac{1}{4} R G\right)} = \mathfrak{M} \sin \sqrt{-2 \left(1 - \frac{1}{2}\right)} = \mathfrak{M} \sin j. \quad (14)$$

Der Kernwiderstand  $\mathfrak{M}$  ist nach (5)

$$\mathfrak{M} = \frac{\beta}{\sin g} = -j \mathfrak{B}_2, \quad |\mathfrak{M}| = \mathfrak{B}_2, \quad (15)$$

und der Eingangswiderstand

$$\mathfrak{B}_1 = \frac{\mathfrak{B}_{1L}^2 + \mathfrak{B}_{1L} \cdot \frac{\mathfrak{B}_2}{2} - \mathfrak{M}^2}{\mathfrak{B}_{1L} + \frac{1}{2} \mathfrak{B}_2} = \frac{\frac{\beta^2}{\mathfrak{I}_g^2 g} + \frac{\beta \cdot \mathfrak{B}_2}{2 \mathfrak{I}_g g} - \frac{\beta^2}{\sin^2 g}}{\frac{\beta}{\mathfrak{I}_g g} + \frac{1}{2} \mathfrak{B}_2}$$

$$\mathfrak{B}_1 = \frac{\beta^2 \mathfrak{C}_0^2 g + \frac{1}{2} \beta \mathfrak{B}_2 \sin g \mathfrak{C}_0 g - \beta^2}{\beta \sin g \mathfrak{C}_0 g + \frac{1}{2} \mathfrak{B}_2 \sin^2 g} = \frac{2 \beta^2}{\mathfrak{B}_2} = 2 \mathfrak{B}_2 \quad (16)$$

da  $\mathfrak{C}_0 g = \sqrt{1 + \sin^2 g} = 0$  ist. Das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangswiderstand bei ausgeschalteter Rö 2 ist somit

$$\frac{\mathfrak{B}_1}{\mathfrak{B}_2} = \bar{u}^2 = 2.$$

Es hat also den Anschein, als ob Rö 1 und 2 je mit einem Widerstand  $\mathfrak{B}_2$  belastet sind, während aber in Wirklichkeit nur die Rö 2 unmittelbar auf  $\mathfrak{B}_2$  arbeitet und zwischen Rö 1 und dem anderen Widerstand  $\mathfrak{B}_2$  die Drosselkette liegt, deren Eingangswiderstand somit  $\mathfrak{B}_1 = \mathfrak{B}_2 (\bar{u}^2 = 1)$  ist.

Ist die Drosselkette als T-Glied geschaltet (Abb. 1b), so ergeben sich ähnliche Verhältnisse. Es ist

$$\mathfrak{Z}' = \sqrt{\frac{\Re}{\mathfrak{G}} \left(1 + \frac{\Re \mathfrak{G}}{4}\right)} = \frac{2\gamma}{\omega C} \sqrt{\left(1 - j \frac{\delta}{\gamma}\right) (1 - \gamma^2 + j \delta \gamma)}, \quad (17)$$

$$\mathfrak{X}_{gg} = j 2 \gamma \frac{\sqrt{\left(1 - j \frac{\delta}{\gamma}\right) (1 - \gamma^2 + j \delta \gamma)}}{1 - 2 \gamma^2 + j 2 \delta \gamma}$$

(wie für das  $\pi$ -Glied).

In der Nähe der Resonanzstelle ist nach (2)

$$\mathfrak{W}_{1K} = \mathfrak{Z}' \cdot \mathfrak{X}_{gg} = \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{1 + 2 \delta^2}{\sqrt{2 \delta}}, \quad \mathfrak{W}_{1L} = \frac{\mathfrak{Z}'}{\mathfrak{X}_{gg}} = \frac{\sqrt{2 \delta}}{\omega C}, \quad (18)$$

und nach (5)

$$\mathfrak{M} = \frac{j}{\omega C}, \quad |\mathfrak{M}| = \frac{1}{\omega C}. \quad (19)$$

Bei der T-Schaltung ist der Kernwiderstand  $\mathfrak{M}$  von der Dämpfung in den Drosseln unabhängig. Das ist auch physikalisch verständlich, wenn die den „Kern“ des Vierpols darstellende Kapazität verlustlos angenommen wird. Schließlich ist noch der Eingangswiderstand des T-Gliedes bei Resonanz

$$\mathfrak{W}_1 = \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{1 + \omega C \mathfrak{W}_2 \sqrt{2 \delta + 2 \delta^2}}{\sqrt{2 \delta + \omega C \mathfrak{W}_2}}. \quad (20)$$

Nennt man auch hier entsprechend (8d)  $\ddot{u} = \frac{\mathfrak{M}}{\mathfrak{W}_2}$  das Übersetzungsverhältnis des Vierpols, so wird nach (19)  $\ddot{u} = \frac{1}{\omega C \mathfrak{W}_2}$  und nach (20)

$$\frac{\mathfrak{W}_1}{\mathfrak{W}_2} = \ddot{u}^2 \frac{1 + \frac{\sqrt{2 \delta}}{\ddot{u}}}{1 + \sqrt{2 \delta} \ddot{u}}. \quad (21)$$

Das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangswiderstand ist somit von der Schaltungsart (T- oder  $\pi$ -Glied) unabhängig, daher entsprechen auch die Strom-Spannungs- und Leistungsübersetzung völlig den für das  $\pi$ -Glied gefundenen Ausdrücken.

Wenn z. B. bei einer Kreisfrequenz  $\omega = 5000$  und einer Dämpfung  $\delta = 0,1$  ein Widerstand von  $\mathfrak{W}_1 = 600 \Omega$  auf den Ausgangswiderstand  $\mathfrak{W}_2 = 1200 \Omega$  angepaßt werden soll, bestimmt sich aus (21) für ein T-Glied

$$\ddot{u}^2 + \sqrt{2 \delta} \ddot{u} \left(1 - \frac{\mathfrak{W}_1}{\mathfrak{W}_2}\right) - \frac{\mathfrak{W}_1}{\mathfrak{W}_2} = 0,$$

$$\ddot{u} = \frac{\delta}{\sqrt{2}} \left(\frac{\mathfrak{W}_1}{\mathfrak{W}_2} - 1\right) \pm \sqrt{\frac{\delta^2}{2} \left(\frac{\mathfrak{W}_1}{\mathfrak{W}_2} - 1\right)^2 + \frac{\mathfrak{W}_1}{\mathfrak{W}_2}}$$



zu  $\ddot{u} = 0,675$ . Für den Kernwiderstand ergibt sich  $|\mathfrak{M}| = \frac{1}{\omega C} = \ddot{u} \mathfrak{B}_2 = 810 \Omega$ , daraus folgt  $C = \frac{1}{\omega |\mathfrak{M}|} = 0,25 \mu\text{F}$ . Aus  $\omega_0 = \frac{\omega}{\gamma} = \frac{5000}{0,707} = 7070$  ergibt sich  $L = \frac{4}{\omega_0^2 C} = 0,32 \text{ H} \left( \frac{L}{2} = 0,16 \text{ H} \right)$  und damit  $R = 2 \delta \sqrt{\frac{L}{C}} = 226 \Omega \left( \frac{R}{2} = 113 \Omega \right)$ .

<sup>1)</sup> S. a. Jahnke-Emde, Tafeln höherer Funktionen (1949 bei Teubners Verlagsgesellschaft, Leipzig), S. 150.

<sup>2)</sup> Jahnke-Emde sowie Magnus Maclean und W. Thomson, Math. and phys. pap. III, 493.

Dipl.-Ing. J. MOHRMANN

DK 621.317.7

## Ein vielseitiges Meß- und Prüfgerät\*)

*Der Selbstbau von vielseitigen Meßgeräten ist auch heute noch lohnend, da er dem Bastler die Möglichkeit gibt, mehrere Meß- und Prüfmöglichkeiten in einem Gerät so zu vereinen, wie es seinen Bedürfnissen gerade entspricht. Leider ist es aber eine bekannte Tatsache, daß viele beim Selbstbau von Vielfachgeräten für Gleich- und Wechselstrom daran scheitern, daß es ihnen nicht gelingt, sämtliche Wechselstrommeßbereiche auf ein und dieselbe Skalenteilung hinzutrimmen. Das liegt wohl in allen Fällen daran, daß theoretische Grundlagen dazu fehlen, da fast alle einschlägigen Veröffentlichungen der letzten Zeit gerade über diese Frage nur sehr oberflächlich hinweggehen, teilweise sogar eine falsche Darstellung geben und es dem Leser überlassen, an seinem Gerät solange herumzuprobieren, bis ihm die Lust dazu vergeht.*

*Für das im folgenden beschriebene vielseitige Meßgerät soll daher der Schwerpunkt auf die theoretischen Grundlagen gelegt werden, die für den Bau solcher Geräte erforderlich sind. Die parallellaufende Durchrechnung eines praktischen Beispiels soll dabei das Verständnis für diese Zusammenhänge erleichtern.*

### A. Grundsätzliche Fragen zur Wahl des Meßgleichrichters und des Instruments

Das Gerät, dessen Gesamtschaltung demnächst in der FUNK-TECHNIK näher besprochen wird, besteht im wesentlichen aus drei Teilen: einem Ohmmeter mit direkter Anzeige des gemessenen Widerstandswertes (von  $1 \Omega$  bis  $100 \text{ M}\Omega$ ), einem Spannungsmesser für Gleich- und Wechselstrom von  $0,1 \text{ V} \dots 500 \text{ V}$  bei einer Empfindlichkeit von  $2500 \Omega/\text{V}$  und einem eben solchen Strommesser von  $0,05 \text{ mA} \dots 5 \text{ A}$ . Ferner enthält es noch eine Reihe Schalter zur Ausführung zusätzlicher Messungen und Prüfungen, z. B. Lade- und Restströme von Kondensatoren, Leistungs- bzw. Stromaufnahme angeschalteter Geräte, Glühlampenprüfungen usw.

Das Kernstück des Gerätes bildet natürlich das Vielfachmeßgerät, das wie alle Meßeinrichtungen dieser Art aus zwei grundsätzlichen Teilen besteht, und zwar:

- a) dem eigentlichen Meßkreis (Drehspulinstrument und Meßgleichrichter) mit Umschaltung für Gleich- und Wechselstrom und
- b) den Schaltelementen für die verschiedenen Meßbereiche, d. s. Reihenwiderstände bzw. Spannungsteiler für Spannungsmessungen und Parallelwiderstände für Strommessungen.

Um für Gleich- und Wechselstrommessungen gleiche Meßbereiche zu bekommen, müssen Eingangswiderstand und Stromverbrauch des Meßkreises für beide Stromarten einander angepaßt werden. Ausschlaggebend hierfür ist die Wechselstromseite, da durch die Einschaltung des Meßgleichrichters die Charakteristik des Meßkreises wesentlich beeinflußt wird.

Auf die Theorie und Wirkungsweise der Gleichrichter selbst braucht hier nicht näher eingegangen werden, sie können als allgemein bekannt vorausgesetzt werden. Für Meßzwecke werden bekanntlich außer der

\*) Der an dieser Stelle veröffentlichte theoretische Teil einer umfangreichen Arbeit über ein Meß- und Prüfgerät findet seine Ergänzung nach der praktischen Seite hin in einem Aufsatz in der ebenfalls in unserem Verlag erscheinenden Zeitschrift FUNK-TECHNIK. Wir bitten die Leser, die das Meßinstrument nachbauen wollen, das Heft 20/1951 anzufordern.

Einwagschaltung, die nur für besondere Spezialfälle in Frage kommt, kleine Meßgleichrichter in Graetzschaltung für verschiedene Belastungen (1, 5, 10 mA) verwendet. Schaltet man einen solchen Gleichrichter vor ein Drehspulinstrument, so würde man entsprechend seiner Kennlinie eine Skala erhalten wie sie in Abb. 1 dargestellt ist. Wie man sieht, ist sie im Vergleich zu der Gleichstromskala am Anfang stark zusammengedrängt, während sie im übrigen Bereich entsprechend der Kennlinie ziemlich linear verläuft. Die Zusammendrängung am Anfang ist um so stärker, je höher die erforderliche Anlaufspannung für die betreffende Gleichrichterschaltung ist. Bezeichnet man die Spannung, die notwendig ist, um bei einer linearen 50teiligen Skala Vollausschlag zu erzielen, mit  $U_{50}$ , die Spannung für einen Teil-

strich mit  $U_1$ , so gibt offenbar das Verhältnis  $v_0 = \frac{U_{50}}{U_1}$  (Grenzspannungsverhältnis) ein Maß für die Zusammendrängung der Skala am Anfang und damit für die Nichtlinearität der Kennlinie des verwendeten Gleichrichters an (für Gleichstrom wäre  $v_0 = 50$ ).

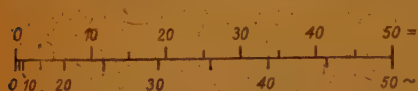


Abb. 1 Skala für Gleich- und Wechselstrom

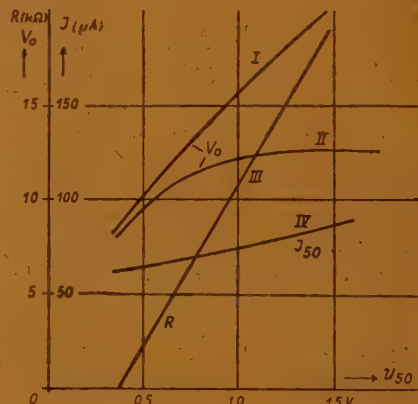
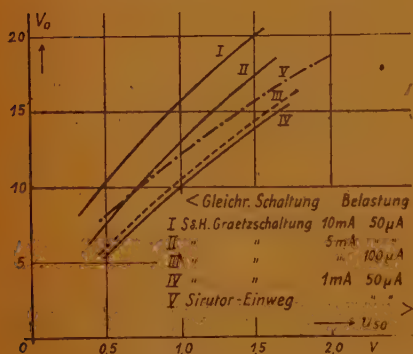


Abb. 3 Bewertungskuren für 10 mA-Gleichrichter u. 50  $\mu$ A-Drehspulinstrument. Erläuterungen s. Text

Links  
Abb. 2 Grenzspannungsverhältnis  $v_0$  für verschiedene Gleichrichter mit verschiedenen Belastungen  $\leftarrow \rightarrow$

Dieses Grenzspannungsverhältnis darf einen gewissen Mindestwert nicht unterschreiten; es muß bei einem gegebenen Meßbereichsprung offenbar größer sein als dieser, um im unteren Ende eines Meßbereichs noch brauchbare Ablesungen zu ermöglichen. Bei der in Abb. 1 dargestellten Skala ist  $v_0 = 4,5$ , was für einen Meßbereichsprung von 1 : 5 schon nicht mehr zulässig ist. Anzustreben wären bei diesem Meßbereichsprung Werte für  $v_0$ , die in der Größenanordnung von 10 und höher liegen.

Eine Verbesserung des Grenzspannungsverhältnisses und damit der Linearität der Kennlinie läßt sich durch verschiedene Maßnahmen erreichen; nämlich einmal dadurch, daß man den Gleichrichter möglichst weit aussteuert, d. h. seine Belastbarkeit, die etwa 30—40 mA/cm<sup>2</sup> beträgt, möglichst weit ausnutzt, zum andern dadurch, daß man dem Gleichrichter einen Widerstand vorschaltet, der gegen den Durchlaßwiderstand groß ist. Allerdings ist mit dieser Maßnahme ein Nachteil verbunden: der Spannungsabfall, der jetzt an dem Meßkreis auftritt, steigt erheblich an. Das ist allenfalls bei fest eingebauten Schalttafelinstrumenten, vornehmlich bei Spannungsmessern, noch tragbar — für Vielfachmeßgeräte jedoch keinesfalls. Für diese ist man daher genötigt, einen Kompromiß zwischen den beiden Forderungen: kleiner Spannungsabfall bei schlechter Linearität und gute Linearität bei hohem Spannungsabfall zu schließen.

Zur Festlegung der Werte, die einem solchen Kompromiß noch als tragbar zugrunde gelegt werden können, wurden für eine Anzahl verschiedener Gleichrichter mit verschiedenen Belastungen die Werte für  $U_{50}$  und  $U_1$  in Abhängigkeit von verschiedenen Vorschaltwiderständen zwischen 1 und 20 k $\Omega$  gemessen und daraus die  $v_0$ -Werte ermittelt. Werden diese Werte als Funktion der für Vollausschlag benötigten Eingangsspannung ( $U_{50}$ ) aufgetragen, so erhält man Kurven für  $v_0$ , die für die Beurteilung

der betreffenden Gleichrichterschaltung sehr geeignet sind. Einige dieser Kurven sind mit Angabe der verwendeten Gleichrichter in Abb. 2 wiedergegeben.

Als Ergebnis kann man daraus entnehmen, daß — bei gleichzeitiger Berücksichtigung des auftretenden Spannungsabfalls — eine höhere Auslastung des Gleichrichters sich entgegen der oben aufgestellten These ungünstiger auswirkt und daß die Vorschaltung eines hohen Widerstandes auf die Erzielung einer größeren Linearität einen bedeutend günstigeren Einfluß hat.

Im übrigen ist es nicht gleichgültig, ob der Vorschaltwiderstand im Gleich- oder Wechselstromkreis, d. h. vor dem Gleichrichter oder unmittelbar vor dem Instrument liegt. Ein Vergleich zwischen diesen beiden Möglichkeiten zeigt Abb. 3, in welcher Kurve I mit dem Widerstand im Gleichstromkreis, Kurve II mit dem Widerstand im Wechselstromkreis bei Verwendung eines 10-mA-S & H-Widerstandes und eines 50- $\mu$ A-Instruments mit einem Eigenwiderstand von 2760  $\Omega$  aufgenommen wurde. Kurve III und IV gehören zur Kurve I, und zwar gibt III die Größe des jeweils vorgeschalteten Widerstandes und IV den bei Vollausschlag des Instruments auftretenden Wechselstrom in diesem Zweig des Meßkreises an. Für die weitere Berechnung wird nach diesen Ergebnissen die Verwendung des vorstehend genannten Meßgleichrichters sowie des erwähnten Instruments zugrunde gelegt (falls der Eigenwiderstand nicht bekannt ist, muß er in einer besonderen Messung ermittelt werden). Der zwischen Gleichrichter und Instrument zu schaltende Widerstand ergibt sich aus den Kurven I und III der Abb. 3, wobei ein Kompromiß zwischen dem anzustrebenden Grenzspannungsverhältnis und dem resultierenden Spannungsabfall geschlossen werden muß. Für einen noch zulässigen Wert von 0,8 V müßte er beispielsweise 7 k $\Omega$  betragen; damit würde ein Grenzspannungsverhältnis  $v_0 = 13,5$  erreicht werden. Da der an den Meßklemmen des Geräts auftretende Spannungsabfall aber außer von dem Vorwiderstand auch noch von der Art der Strombereichsschaltung abhängig ist, soll vor der endgültigen Festlegung des Wertes für R und der Anpassung des Gleich- und Wechselstromteiles des Meßkreises aufeinander zunächst die Berechnung der Vielfachbereiche erörtert werden.

## B. Die Bemessung der Strombereichumschalter und des Meßkreises

Die einfachste Art der Bereichsänderung für die Messung verschieden hoher Ströme ist die Parallelschaltung verschiedener Widerstände zum Meßkreis, die sich aus dem Meßkreisstrom und dem zu messenden Strom leicht berechnen lassen; doch haften dieser Schaltung einige grundlegende Mängel an, wegen derer sie für Vielfachgeräte für Gleich- und Wechselstrom ungeeignet ist. Dies sind einmal die an die Umschaltkontakte zu stellenden besonderen Anforderungen (Schließen des folgenden Kontaktes, bevor der vorhergehende öffnet, da andernfalls der volle Strom über das Instrument fließen und es zerstören würde) und zum andern die Unmöglichkeit, für alle Wechselstrombereiche die gleiche Skalenteilung zu erreichen. (Näheres hierüber weiter unten.)

Eine Schaltung, die beide Nachteile vermeidet, ist der in Abb. 4 wiedergegebene angezapfte Parallelwiderstand nach Ayrton. Hierbei liegt ein fester Widerstand  $R_p$  dauernd parallel zum Instrument, während der zu messende Strom jeweils nur über einen Teil  $R_n$  dieses Widerstandes geführt wird. Die Berechnung der einzelnen Teilwiderstände für die verschiedenen Bereiche ist bei dieser Schaltung etwas komplizierter. Bezeichnet der Index „n“ den n-ten Meßbereich und „o“ den eigentlichen Meßkreis, so gilt zunächst für den niedrigsten Bereich:

$$R_1 = R_p = \frac{U_0}{I_1 - I_0} = \frac{I_0 \cdot R_0}{I_1 - I_0} \quad (1)$$

Für irgendeinen anderen Meßbereich muß der Spannungsabfall  $U_n$  an dem Teilwiderstand  $R_n$  in beiden Stromzweigen gleich groß sein; durch  $R_n$  fließt dabei der Strom  $I_n - I_0$ , während der Meßkreisstrom  $I_0$  durch den Restwiderstand  $R_1 - R_n$  und den Meßkreiswiderstand  $R_0$  fließt. Es ist also:

$$U_n = R_n (I_n - I_0) = I_0 [R_0 + (R_1 - R_n)]; \quad (2)$$

daraus folgt nach Umformung:

$$R_n = \frac{U_0 + I_0 \cdot R_1}{I_n} = \frac{U'}{I_n} \quad (3)$$

Dieser Wert  $U' = U_0 + I_0 R_1$  hat nun eine besondere Bedeutung, die einen mit dieser Schaltung leider verbundenen Nachteil erläutert.

Für die Eignung eines Meßinstruments als Strommesser ist bekanntlich die Höhe des Spannungsabfalls maßgebend, die in dem zu messenden Kreis durch seine Einschaltung entsteht. Für die Bereichumschal-



tung mit mehreren Parallelwiderständen ist er im Höchstfall, d. h. bei Vollausschlag des Instruments, stets gleich dem Spannungsabfall  $I_0 \cdot R_0$  am Meßkreis selbst. Für den angezapften Parallelwiderstand der Abb. 4 ist er für irgendeinen Bereich nach (2):

$$U_n = R_n (I_n - I_0)$$

Bei den höheren Meßbereichen kann hierbei  $I_0$  gegen  $I_n$  vernachlässigt werden, so daß

$$U_n \approx I_n \cdot R_n = U' = U_0 + I_0 R_1 \quad (4)$$

wird. Setzt man in dem letzten Ausdruck für  $R_1$  den aus Gl. 1 gefundenen Wert ein, so erhält man für den Spannungsabfall in den höheren Meßbereichen bei Vollausschlag des Instruments den Wert:

$$U' = \frac{U_0 \cdot I_1}{I_1 - I_0} = \frac{U_0}{1 - \frac{I_0}{I_1}} \quad (5)$$

Er ist also einmal abhängig vom Spannungsabfall  $U_0$  am Meßkreis, der für Wechselstrommessungen aus den Kurven I und III der Abb. 2 zusammen mit dem vorzuschaltenden Widerstand und mit Rücksicht auf den anzustrebenden  $v_0$ -Wert festgelegt werden muß, zum andern von dem Verhältnis des Stromes  $I_1$  für den niedrigsten Meßbereich zum Strom  $I_0$  des Meßkreises. Je kleiner man  $I_1$  wählt, um so kleiner wird die Differenz  $I_1 - I_0$  und um so größer daher der Spannungsabfall  $U'$ , den man in Kauf nehmen muß. Man darf also den niedrigsten Strommeßbereich nicht zu klein wählen, da andererseits  $U_0$  wegen des anzustrebenden größeren Grenzspannungsverhältnisses nicht beliebig klein gemacht werden kann.

Unter Berücksichtigung dieser Erkenntnisse können nun die Werte für den eigentlichen Meßkreis, dessen grundsätzliche Schaltung Abb. 5 zeigt, und für den Strombereichsschalter festgelegt bzw. berechnet werden. Der Wechselstrom des Meßkreises beträgt bei Endausschlag des Instruments nach Kurve IV, Abb. 3, in dem für  $U_0$  in Frage kommenden Bereich zwischen 0,5 und 1 V im Mittel etwa  $67 \mu A$ ; um jedoch zur Anpassung mit dem Gleichstromteil einen gewissen Spielraum zu haben und um mit runden Werten rechnen zu können, legen wir  $I_0$  auf 0,1 mA fest, was durch Parallelschalten eines Widerstandes

$$R_p \sim = \frac{U_0}{0,1 - 0,067} \approx 30 \cdot U_0$$

erreicht wird. Der niedrigste Meßbereich wird dann, um das Verhältnis  $U'/U_0$  möglichst klein zu halten, auf  $I_0 = 0,5$  mA festgelegt. Wählen wir nun noch  $U' = 0,75$  V als höchst zulässigen Spannungsabfall, so wird

$$U_0 = U' \cdot \frac{I_1 - I_0}{I_0} = \frac{0,75 \cdot 0,4}{0,5} = 0,6 \text{ V.}$$

Hiermit ergibt sich zunächst

$$R_p \sim = 30 \cdot 0,6 = 18 \text{ k}\Omega,$$

ferner aus der Kurve I ein Grenzspannungsverhältnis  $v_0 = 11,5$  und aus der Kurve III als Vorschaltwiderstand vor dem Instrument ein Wert für  $R_v \sim = \text{rd. } 4000 \Omega$ . Hier muß allerdings einschränkend bemerkt werden, daß dieser günstige Wert für  $v_0$  im Endergebnis nicht ganz erreicht wird, da durch die erforderliche Parallelschaltung der Widerstände der Bereichumschaltung eine ungünstigere Stromverteilung hervorgerufen wird (s. u.). Der genaue Wert des Vorschalt- und Parallelwiderstandes muß natürlich noch beim Abgleich ermittelt werden. Mit  $U_0 = 0,6$  V und  $I_0 = 0,1$  mA errechnet sich schließlich der Eingangswiderstand des Meßkreises zu  $R_0 = 8000 \Omega$ .

Auf die gleichen Werte ( $R_0$ ,  $I_0$ ,  $U_0$ ) muß auch die Gleichstromseite des Meßkreises gebracht werden wenn — wie zur Vorbedingung gemacht — für beide Stromarten die gleichen Bereichumschalter benutzt werden sollen. Dies geschieht wiederum durch einen Parallelwiderstand von der Größe

$$R_p = \frac{I_g \cdot R_g}{I_0 - I_g} = \frac{0,05 \cdot 2760}{0,1 - 0,05} = 2760 \Omega$$

und einen Reihenwiderstand

$$R_v = \frac{U_0}{I_0} - \frac{R_p \cdot R_g}{R_p + R_g} = \frac{0,6}{0,1} - \frac{2760^2}{2 \times 2760} = 4620 \Omega.$$

Mit den so berechneten Werten können jetzt die Widerstände des Bereichumschalters für Strommessungen berechnet werden. Die Bereiche selbst wählt man zweckmäßig so, daß die Meßwerte sich — abgesehen von einer Zehnerpotenz — durch einfache Multiplikation mit 2 oder Division durch 2 aus den abgelesenen Skalenwerten ergeben. Als Meßbereichsprung, der mit Rücksicht auf die nichtlineare Wechselstromskala nicht größer als 1 : 5 gewählt werden sollte, ergeben sich unter Berücksichtigung der vorher aufgestellten Forderung Werte von 1 : 5 und 1 : 4 bzw. 1 : 2,5 und 1 : 2. Hiermit wurden für das vorliegende Gerät mit einer 50teiligen Instrumentenskala die acht Strombereiche auf 0,5, 2,5, 10, 25, 100, 250 mA, 1 und 5 A festgelegt. Der hierzu gehörende Parallelwiderstand und seine Teilwiderstände ergeben sich aus den Formeln (1) und (3) (mit  $U' = 0,75 \text{ V}$ ) und sind in nachfolgender Tabelle zusammengestellt:

| Bereich | $I_n$  | $R_n$ | $\Delta R_n$ |
|---------|--------|-------|--------------|
| 1       | 0,5 mA | 1500  | 1200         |
| 2       | 2,5    | 300   | 225          |
| 3       | 10     | 75    | 45           |
| 4       | 25     | 30    | 22,5         |
| 5       | 100    | 7,5   | 4,5          |
| 6       | 250    | 3     | 2,25         |
| 7       | 1 A    | 0,75  | 0,6          |
| 8       | 5      | 0,15  | 0,15         |

Steht ein Instrument mit 60teiliger Skala zur Verfügung oder will man sich die Skala selbst anfertigen, wobei die ursprüngliche Teilung keine Rolle spielt, so erscheint eine Aufteilung in folgende sieben Bereiche für die Praxis des Funktechnikers günstiger: 0,6, 3, 1,2, 60, 300 mA, 1,2 und 6 A. Den hierzu gehörenden Parallel- und seine Teilwiderstände wird der Leser sich nach den vorangegangenen Ausführungen selbst berechnen können.

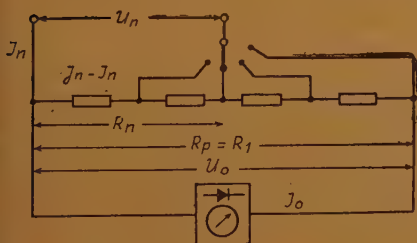


Abb. 4 Angepaßter Parallelwiderstand nach Ayrton

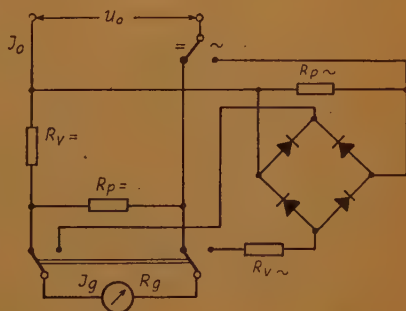


Abb. 5 Prinzipschaltung des Meßkreises

Der wesentliche Vorteil der Schaltung mit angezapftem Parallelwiderstand besteht darin, daß sich mit ihr für alle Wechselstrombereiche identisch gleiche Skalenteilung ergibt, was bei der Schaltung mit verschiedenen Parallelwiderständen nicht der Fall ist. Dies beruht darauf, daß der Gleichrichter wegen seiner nichtlinearen Kennlinie als belastungsabhängiger Widerstand anzusehen ist. Das hat zur Folge, daß das Stromverteilungsverhältnis zwischen Parallelwiderstand und Gleichrichter sehr unterschiedlich ist, so daß das Instrument trotz gleicher Spannung am Meßkreis in verschiedenen Bereichen verschiedene Ausschläge anzeigt.

Hiernach erkennt man nun auch, warum der bei voller Empfindlichkeit ermittelte Wert  $v_o$  durch den Parallelwiderstand für die Bereichsschaltung verschlechtert wird, und zwar um so mehr, je kleiner er

ist, d. h. je größer das Verhältnis  $\frac{I_1}{I_0}$  wird. Für möglichst hohes  $v_o$  müßte also  $\frac{I_1}{I_0}$  möglichst nahe an 1

gebracht werden, doch steht diese Forderung in direktem Widerspruch zu der oben aufgestellten, wonach

zur Vermeidung eines zu hohen Spannungsabfalls ( $U_0 I_1$  nicht zu klein gewählt werden darf. Zwischen diesen beiden entgegengesetzten Forderungen muß also auch hier ein tragbarer Kompromiß geschlossen werden.

Im Gegensatz zu der Schaltung mit mehreren Parallelwiderständen liegt in der Schaltung des angezapften Widerstandes (Abb. 4) parallel zum eigentlichen Meßkreis stets der gleiche Widerstand, so daß die Stromverteilung stets gleich bleibt und für alle Bereiche die gleiche Skala gilt.

Es würde hier zu weit führen, den mathematischen Beweis hierfür bis ins einzelne zu geben; für theoretisch Interessierte Leser wird auf die am Schluß angegebene Spezialliteratur verwiesen. Da aber andererseits für die Berechnung der Spannungsbereiche auf die rechnerische Darstellung nicht verzichtet werden kann, sollen im folgenden wenigstens die wesentlichen Formeln angegeben werden, die für eigene Berechnungen unerlässlich sind.

Sieht man nach Abb. 6 die Widerstandskombination der Bereichumschalter als Vierpol an, der zwischen Stromquelle (die zu messende Spannung bzw. der Strom) und Verbraucher (hier also der Meßkreis mit Gleichrichter) geschaltet ist, so gilt der Satz, daß die Charakteristik eines nichtlinearen Verbrauchers (hier die Skalenteilung des Instruments) für alle diejenigen Vierpole den gleichen Verlauf hat, die den gleichen Wert:

$$Z = \frac{U_{aL}}{I_{aK}} \quad (6)$$

haben. Hierin bedeutet:

$U_{aL}$  die an den Ausgangsklemmen des Vierpols bei Leerlauf, also bei offenen Klemmen, gemessene Spannung und.

$I_{aK}$  den bei kurzgeschlossenen Ausgangsklemmen hier gemessenen Strom.

Den Wert  $Z$ , der die Dimension eines Widerstandes hat, bezeichnet man als Ersatzwiderstand des Vierpols; ein Widerstand von gleichem Betrag, der als einfacher Längs- oder Querwiderstand zwischen Stromquelle und Verbraucher geschaltet ist, hat die gleiche Wirkung wie der Vierpol und kann ihn daher ersetzen; doch muß für die weitere Rechnung dann auch Strom und Spannung am Eingang ersetzt werden, und zwar tritt an Stelle der Eingangsspannung  $U_e$  der Wert:

$$U_z = U_a + I_a \cdot Z$$

und an Stelle des Eingangsstromes  $I_e$ :

$$I_z = I_a + U_a/Z.$$

Für den Fall der Strombereichumschaltung mit mehreren Parallelwiderständen ist  $U_{aL} = I_e \cdot R_n$  und  $I_{aK} = I_e$ , so daß  $Z = R_n$  wird. Da aber  $R_n$  in diesem Fall für jeden Bereich einen anderen Wert hat, ist die Bedingung für gleiche Skalenteilung hier nicht erfüllt. Im Fall der Bereichumschaltung über einen angezapften Parallelwiderstand, die in Abb. 7 noch einmal als Vierpol dargestellt ist, ist jetzt:

$$U_{aL} = I_e \cdot R_n \quad (7)$$

und

$$I_{aK} = \frac{U_e}{R_p - R_n} = \frac{I_e \cdot \frac{R_n \cdot (R_p - R_n)}{R_n + (R_p - R_n)}}{R_p - R_n} = \frac{I_e \cdot R_n}{R_p} \quad (8)$$

so daß  $Z = R_p$  wird. In diesem Fall ist also, da der Parallelwiderstand  $R_p$  stets der gleiche bleibt, auch der Ersatzwiderstand des Vierpols  $Z$  für alle Bereiche gleich groß, so daß nach dem oben aufgestellten Satz für alle Bereiche die gleiche Skalenteilung gilt.

### C. Die Bemessung des Spannungsbereichschalters

Vor der Berechnung der Spannungsmessbereiche sei noch kurz auf die Umschaltung von Strom- auf Spannungsmessungen eingegangen, da sie u. U. auf die Bemessung der Widerstände des Bereichschalters von Einfluß ist. Handelsübliche Vielfachgeräte verwenden entweder zwei Anschlußklemmen, die sowohl für Spannungs- als auch für Strommessungen benutzt werden, oder drei Klemmen, wobei für beide Meßarten je eine eigene und eine gemeinsame Klemme benutzt werden. Um gänzlich voneinander unabhängige Messungen in unmittelbarer Folge ausführen zu können, ist für das vorliegende Gerät doppelte Umschaltung mit vier Meßklemmen vorgesehen. Die Umschaltung erfolgt hier durch Umlegen



eines einzigen Schalters, während die Bereichsschalter für jede Meßart ein für alle Mal eingeschaltet bleiben können.

Die Berechnung der verschiedenen Spannungsbereiche, so einfach sie auf den ersten Blick erscheint, ist jedoch mit Rücksicht auf die Forderung nach gleicher, mit den Strombereichen übereinstimmender Skalenteilung für alle Bereiche weit verwickelter. Betrachten wir zunächst die einfache Art der Um-



Abb. 6 Meßbereichumschalter als Vierpol zwischen Meßobjekt und Meßkreis

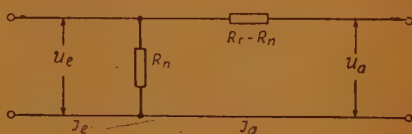


Abb. 7 Angezapfter Parallelwiderstand als Vierpol

schaltung durch verschiedene Vorschaltwiderstände nach Abb. 8 und bezeichnen wieder mit dem Index „o“ die Werte des Meßkreises, mit  $U_n$  die zu messende Spannung des  $n$ -ten Meßbereichs und mit  $R_V$  den jeweils benötigten Vorschaltwiderstand, so ergibt sich die einfache Beziehung:

$$R_V = \frac{U_n}{I_o} - R_o, \quad (9)$$

wobei das letzte Glied bei den höheren Bereichen vernachlässigt werden kann. Für einen 250-V-Meßbereich ergäbe sich demnach bei einem Meßkreisstrom  $I_o = 0,1 \text{ mA}$  ein Vorschaltwiderstand

$$R_{250} = \frac{250}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ M}\Omega$$

und es scheint so, als ob man, da man durch die zweipolige Stromspannungsumschaltung von dem Parallelwiderstand des Strombereichsschalters ganz unabhängig ist, die volle Empfindlichkeit des Meßkreises  $1/I_o = 10\,000 \Omega/\text{V}$  für die Spannungsmessungen ausnutzen könnte.

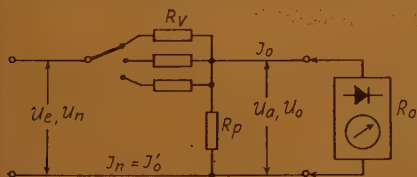


Abb. 8 Spannungsbereichumschaltung mit Reihenwiderständen

Leider ist dem nicht so, und zwar mit Rücksicht auf die verlangte gleiche Skalenteilung für alle Wechselstrombereiche. Für den einfachen Längswiderstand ist nämlich, wie ersichtlich, der Ersatzwiderstand des Vierpols  $Z = R_V$ , und da  $Z$  demnach für die verschiedenen Bereiche sehr unterschiedliche Werte (von einigen  $\text{k}\Omega$  bis zu mehreren  $\text{M}\Omega$ ) annimmt, sind die Skalenteilungen durchaus nicht gleich. Die größte prozentuale Abweichung, bezogen auf den Endausschlag, die dabei zwischen den Skalen zweier Bereiche auftreten kann, berechnet sich nach folgender Formel, deren Ableitung hier zu weit führen würde und die daher nur im Endergebnis gebracht werden kann:

$$f = \frac{100 U_k \cdot I_o \cdot \Delta Z}{U_{Z1} \cdot U_{Z2}} \% \quad (10)$$

Hierin bedeutet:

der Index 1 den Bereich, für den die Skala angepaßt ist,

der Index 2 irgendeinen anderen Bereich, für den der Fehler ermittelt werden soll,

$U_{Z1,2}$  die Ersatzspannungen am Eingang des Vierpols bei Vollausschlag des Instruments,

$U_k$  die größte Abweichung zwischen der Kennlinie des benutzten Gleichrichters und einer durch seine Endpunkte gelegten Geraden (s. Abb. 9) und

$$\Delta Z = Z_2 - Z_1.$$

Da die Skala durch die Strombereiche bereits festgelegt ist, muß für  $Z_1$  der Wert des Ersatzwiderstandes für den Strombereichsschalter ( $Z = R_p$ ) eingesetzt werden — hier also  $Z_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$  (s. oben) und damit

$$U_{Z1} = 0,6 + 0,1 \cdot 1500 \cdot 10^{-3} = 0,75 \text{ V.}$$

$U_k$  ist nach Abb. 9 gleich 0,12 V einzusetzen.

Für den oben berechneten 250-V-Bereich wird also bei Verwendung eines einfachen Vorschaltwiderstandes  $Z_1 = 2,5 \text{ M}\Omega$ ,  $\Delta Z \approx Z_1$  und  $U_{Z1} = 250 \text{ V}$ . Diese Werte in Gl. (10) eingesetzt, ergibt:

$$f = \frac{100 \cdot 0,12 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^6}{0,75 \cdot 250} = 16\% \text{ (I)}$$

Derartig hohe Fehlerwerte sind natürlich für ein Vielfachmeßgerät untragbar; es müssen daher andere Lösungen gefunden werden. Wie aus (10) hervorgeht, wird  $f$  zu Null, wenn  $\Delta Z \approx 0$  wird, d. h. wenn — wie bereits zu Beginn dieses Abschnitts als Bedingung für gleiche Skalenteilungen aufgestellt war —

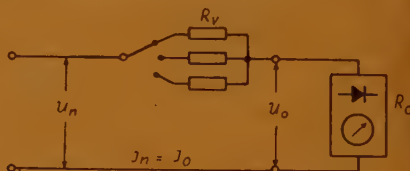
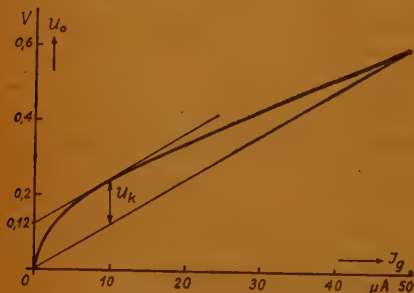


Abb. 10 Spannungsbereichschalter mit Spannungsteiler

Links: Abb. 9 Kennlinie der verwendeten Gleichrichterschaltung (Bedeutung von  $U_k$  s. Text)

$Z$  für alle Bereiche gleich bleibt. Diese Forderung kann aber, wie leicht einzusehen, bei einfachen Reihenwiderständen nicht erfüllt werden. Verwendet man statt dessen aber eine Spannungsteilerschaltung, so kann  $f$  durch geeignete Wahl der Widerstände auf Werte bis 1% heruntergedrückt werden, wenn es gelingt,  $\Delta Z$  möglichst klein zu halten.

Für einen Vierpol in Spannungsteilerschaltung nach Abb. 10 wird

$$U_{aL} = \frac{U_o \cdot R_p}{R_v + R_p} \text{ und } I_{aK} = \frac{U_o}{R_v} \quad (11), (12)$$

und damit

$$Z = \frac{R_v \cdot R_p}{R_v + R_p} \quad (13)$$

Diese Formel entspricht einer Parallelschaltung von  $R_v$  und  $R_p$ ;  $Z_1$  kann daher niemals größer werden als der jeweils kleinere dieser beiden Widerstände, so daß damit  $\Delta Z$  und ebenso  $f$  bei passender Wahl von  $R_p$  entsprechend klein gemacht werden können. Bei gegebenem  $R_p$  errechnet sich der Reihenwiderstand  $R_v$  andererseits für einen beliebigen Meßbereich aus den Strom-Spannungs-Gleichungen der Schaltung Abb. 10 zu

$$R_v = \left( \frac{U_n}{I_o} - R_o \right) \cdot \frac{R_p}{R_p + R_o} \quad (14)$$

$$= R'_v \cdot \frac{R_p}{R_p + R_o}$$

wobei  $R'_v$  dem für einfache Reihenwiderstände aus (9) gefundenen Wert für  $R_v$  entspricht. Da der Skalenabweichungsfehler  $f$ , wie aus obigem hervorgeht, von der Wahl von  $R_p$  abhängig ist,

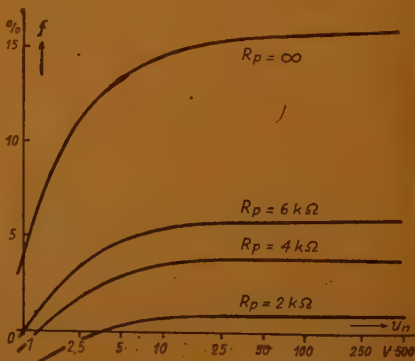


Abb. 11 Skalenabweichungsfehler für verschiedene Parallelwiderstände des Spannungsteilers

wird man am besten für einige verschiedene Werte die Fehlerwertskurven in Abhängigkeit von der in jedem Bereich zu messenden Höchstspannung  $U_n$  am Eingang des Vierpols nach Gl. (14), (13) und (10) berechnen und danach die Entscheidung für die zu wählende Kombination treffen. Die Berechnung einer solchen Kurve für beispielsweise  $R_p = 4000 \Omega$  zeigt nachfolgende Tabelle. In dieser sind die übrigen Werte nach den bisherigen Festlegungen wie folgt einzusetzen:

$$R_0 = 6 \text{ k}\Omega, I_0 = 0,1 \text{ mA}, U_0 = 0,6 \text{ V},$$

$$Z_1 = 1,5 \text{ k}\Omega, U_{Z_1} = 0,75 \text{ V}, U_{Z_2} = U_0 + I_0 \cdot Z_2,$$

$$Z_2 \text{ und } f \text{ nach Gl. (13) und (10).}$$

| $U_n$<br>(V) | $R'v$<br>(k $\Omega$ ) | $Rv$<br>(k $\Omega$ ) | $Z_2$<br>(k $\Omega$ ) | $\Delta Z$<br>(k $\Omega$ ) | $U_{Z_2}$<br>(V) | $f$<br>(%) |
|--------------|------------------------|-----------------------|------------------------|-----------------------------|------------------|------------|
| 1            | 4                      | 1,6                   | 1,14                   | -0,36                       | 0,714            | -0,8       |
| 5            | 44                     | 17,6                  | 3,26                   | 1,76                        | 0,926            | 3,04       |
| 25           | 244                    | 97,6                  | 3,84                   | 2,34                        | 0,984            | 3,81       |
| 100          | 994                    | 398                   | 3,98                   | 2,48                        | 0,998            | 3,97       |
| 250          | 2,5 M $\Omega$         | 1 M $\Omega$          | 4,0                    | 2,5                         | 1,0              | 4,0        |
| 500          | 5 M $\Omega$           | 2 M $\Omega$          | 4,0                    | 2,5                         | 1,0              | 4,0        |

Für drei verschiedene Werte von  $R_p$  (6, 4 und 2 k $\Omega$ ) sind diese Fehlerwertskurven in Abb. 11 dargestellt. Je kleiner man also  $R_p$  macht, desto weiter kann man den Fehler herabdrücken; mit einem Parallelwiderstand von 2 k $\Omega$  beträgt er maximal 1 %. Dies hat jedoch zur Folge, daß der Stromverbrauch stark ansteigt und die Empfindlichkeit des Spannungsmessers sinkt. Der Gesamtstromverbrauch bei Spannungsteilerschaltung ist

$$I'_0 = \frac{U_0}{\frac{R_p \cdot R_0}{R_p + R_0}}; \quad (15)$$

seine Abhängigkeit von  $R_p$  zeigt Abb. 12. Für  $R_p = 2000 \Omega$  ist also  $I'_0 = 0,4 \text{ mA}$  und die Empfindlichkeit des Spannungsmessers demnach 2500  $\Omega/\text{V}$ .

Außer von dem Parallelwiderstand der Spannungsteilerschaltung ist der prozentuale Skalenabweichungsfehler im wesentlichen noch von  $U_k$ , d. h. von der Nichtlinearität der verwendeten Gleichrichterschaltung abhängig. Je kleiner  $U_k$ , desto kleiner kann der Fehler, bzw. desto größer kann bei gleichem zugelassenen Fehler der Parallelwiderstand des Spannungsteilers und damit die Empfindlichkeit des Instruments gemacht werden. Eine Verkleinerung von  $U_k$ , d. h. eine Verbesserung der Linearität, ist aber, wie wir oben gesehen haben, nur durch Vergrößerung des Widerstandes  $R_v$  im Gleichrichterkreis zu erreichen, wodurch andererseits eine Vergrößerung des Spannungsabfalls (bei Strommessungen) bedingt wird.

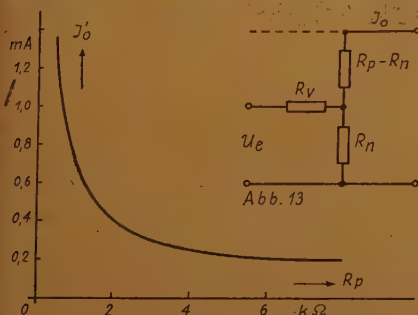


Abb. 12 Stromverbrauch des Spannungsteilers für verschied. Parallelwiderstände

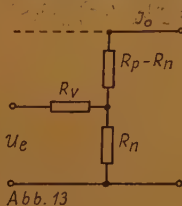


Abb. 13

Abb. 13 Spannungsteiler mit angezapftem Parallelwiderstand

Diese vier Größen — möglichst gute Linearität der Wechselstromskala, geringer Spannungsabfall bei Strommessungen, hohe Empfindlichkeit bei Spannungsmessungen und möglichst geringer Skalenabweichungsfehler — stehen also in ursächlichem Zusammenhang miteinander und sind letzten Endes von der Wahl des Instruments, des Gleichrichters und des Widerstandes im Gleichrichterkreis abhängig. Wie weit man den notwendigen Kompromiß zwischen diesen einander teilweise widersprechenden Forderungen nach der einen oder anderen Seite verlagern will, hängt von dem hauptsächlichlichen Verwendungszweck des Gerätes ab, und es müssen diese Forderungen und ihre Folgerungen in jedem Einzelfall sorgfältig gegeneinander abgewogen werden.

Mit der Festlegung des Parallelwiderstandes auf 2000  $\Omega$  ergeben sich in unserem Fall für die ein-



zelen Meßbereiche, deren Staffelung nach denselben Gesichtspunkten wie oben getroffen wurde, die erforderlichen Vorschaltwiderstände nach Gl. (14). Sie sind in folgender Tabelle zusammengestellt:

|       |   |    |    |     |     |      |            |
|-------|---|----|----|-----|-----|------|------------|
| $U_n$ | 1 | 5  | 25 | 100 | 250 | 500  | V          |
| $R_v$ | 1 | 11 | 61 | 248 | 625 | 1250 | k $\Omega$ |

Für eine 60tellige Skala empfiehlt sich die Aufteilung in folgende sechs Bereiche: 1, 2, 6, 30, 120, 300 und 600 V, für die sich die entsprechenden Widerstände ebenso berechnen.

Aus der Kurve für  $R_p = 2 \text{ k}\Omega$  in Abb. 12 geht ferner hervor, daß im niedrigsten Bereich (1 V) der Fehler wieder größer wird, und zwar wegen  $Z_2 < Z_1$  negativ. Zur Verkleinerung von  $f$  muß der Vorschaltwiderstand für diesen Bereich an eine Anzapfung des Parallelwiderstandes  $R_p$  gelegt werden, wie in Abb. 13 dargestellt. Für die Berechnung der Widerstände  $R_n$ ,  $R_v$  und  $Z$  lassen sich folgende Formeln ableiten:

$$Z = \frac{R_v R_p + R_n R_p - R_n^2}{R_v + R_n} = R_p - \frac{R_n}{R_v + R_n} \quad (16)$$

und

$$\frac{U_n}{I_0} = R_s = \frac{(R_p + R_0)(R_v + R_n) - R_n^2}{R_n} \quad (17)$$

( $R_s$  ist hierbei nur eine Rechengröße, die in der Schaltung nicht unmittelbar auftritt). Für  $R_n = R_p$ , also wie bei den übrigen Bereichen, gehen diese Formeln, wie leicht nachzuprüfen, in die oben abgeleiteten über. Aus (17) errechnet sich noch

$$R_v = R_n \left( \frac{R_s + R_n}{R_p + R_0} - 1 \right) \quad (18)$$

Die Abhängigkeit der Größen  $R_v$ ,  $f$  und  $I_0$  von  $R_n$  zeigt Abb. 14. Man sieht, daß mit kleiner werdendem  $R_n$  der Fehler auf Null gebracht werden kann, daß aber gleichzeitig — ebenso wie vorher bei  $R_p$  — der Stromverbrauch ansteigt. Einen brauchbaren Kompromiß erhält man mit  $R_n = 1 \text{ k}\Omega$ , also mit der Mittelanzapfung des Parallelwiderstandes. Hierfür wird  $R_v = 375 \Omega$ ; der Fehler beträgt dabei 0,5% und der Stromverbrauch 0,8 mA, was einer Empfindlichkeit von  $1250 \Omega/\text{V}$ , also der Hälfte derjenigen für die übrigen Bereiche, entspricht.

Die in der vorstehenden Durchrechnung eines praktischen Beispiels ermittelten Werte beziehen sich natürlich nur auf das eingangs zugrunde gelegte  $50\text{-}\mu\text{A}$ -Drehspulinstrument mit einem Eigenwiderstand von  $2760 \Omega$  und dem dazu verwendeten S&H-Gleichrichter für 10 mA. Bei Verwendung anderer Instrumente oder Gleichrichter müssen die erforderlichen Widerstände mit Hilfe der angegebenen Formeln selbst errechnet werden. Hierbei wird es sich nicht umgehen lassen, die eine oder andere Kurve selbst aufzunehmen oder zu berechnen und danach die Entscheidung über die günstigsten Werte zu treffen. Statt der in Abb. 2 dargestellten Kurve, deren Aufnahme wegen der etwas schwierigen Messung der kleinen Anlaufspannung unbequem ist, genügt es meistens — besonders wenn man sich bereits auf ein bestimmtes Instrument und einen Gleichrichter festgelegt hat — für einige verschiedene Vorschaltwiderstände  $R_{vn}$  die für Vollausschlag des Instruments erforderliche Wechselspannung zu bestimmen (Kurve III in Abb. 3) und danach  $R_v \sim$  angenähert festzulegen. Darauf folgt dann die Berechnung der übrigen Widerstände des eigentlichen Meßkreises und des Strombereichsschalters nach Abschnitt B. Für die Ermittlung der Widerstände des Spannungsbereichsschalters ist die Berechnung einiger Fehlerkurven nach Abb. 11 (Ermittlung des Querwiderstandes des Spannungsteilers) und Abb. 14 für den bzw. die niedrigsten Meßbereiche erforderlich, wonach die einzelnen Widerstände mit Hilfe der Formeln und Tabellen im Abschnitt C berechnet werden können.

Alle so berechneten Widerstände müssen nach dem Einbau in das Gerät noch besonders sorgfältig abgeglichen werden. Die Beschreibung der Gesamtschaltung des vorstehend berechneten Geräts folgt in einem besonderen Abschnitt.

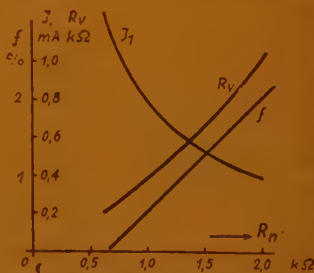


Abb. 14 Vorschaltwiderstand, Skalenfehler und Stromverbrauch für verschiedene  $R_n$

Pfannmüller: Überblick über die Meßverfahren mit Gleichrichtern; Arch. f. Elektrotechnik 1934, S. 356 ff.

Pfannmüller: Zur Wirkungsweise nichtlinearer Widerstände; Arch. f. Elektrotechnik 1935, S. 490.

Geffken: Strom- und Spannungsmessung mit Ventilgleichrichtern; ATM, J 82—1, Oktober 1936.

Pfannmüller: Gleichrichtergeräte mit mehreren Meßbereichen; ATM, J 82—2 u. 3, Januar 1938.

Mai: Trockengleichrichter-Drehspulmeßgeräte bei Wechselstrommessungen; ATM, J 82—5 u. 6, Mai/Juni 1940.

E. WILLIAM

DK 621.318.7:621.392.5 + 681.143

# Rechenhilfsmittel und einfache Formeln für die charakteristischen Größen zweikreisiger Bandfilter unter Benutzung von Näherungsgleichungen

Auf neuartige Weise wird die Aufgabe gelöst, die hauptsächlichsten Werte für zweikreisige Bandfilter möglichst einfach zu bestimmen. Mit Hilfe von Näherungsgleichungen für den praktisch in Frage kommenden Bereich lassen sich Rechentafeln und Rechenschieber entwerfen, die mittels einer einzigen Ablesegeraden bzw. Schieberstellung diese Daten auf etwa 1% genau errechnen. Weitere einfache Näherungsformeln für die Bandbreite mit nur  $\frac{1}{2}$  bis 1% Abweichung dürften für die Praxis vorteilhaft sein, da sie viel Rechenarbeit sparen.

Die Gleichungen für die charakteristischen Größen zweikreisiger Bandfilter lauten <sup>1)</sup>:

Für die prozentuale Bandbreite

a) bei Unterkopplung

$$y_b = d \sqrt{l-1 + \sqrt{2(1+l^*)}}; \text{ dabei ist } l = \left(\frac{k}{d}\right)^2 \quad (1)$$

b) bei Überkopplung

$$y_b = d \sqrt{l-1 + 2 \frac{k}{d}} \quad (\text{Vgl. Abb. 1 und 2.}) \quad (2)$$

Für die Weltabselektion

$$\frac{U_{2w}}{U_{2r}} \approx \frac{1+l}{(y/d)^2} \quad (3)$$

Bei Überkopplung gilt für die Höcker:

$$\text{Größe } \frac{U_{\max}}{U_r} = \frac{\frac{k}{d} + \frac{d}{k}}{2} \quad (4)$$

$$\text{Lage } \frac{y_{\max}}{d} = \sqrt{l-1} \quad (5)$$

<sup>1)</sup> Kammerloher, HF-Technik I.

Mit einer Netztafel kann man  $y_b$  und  $\frac{k}{d}$  aus  $k$  und  $d$  bestimmen, und aus  $\frac{k}{d}$  mit Hilfe von Doppelleitern die übrigen Größen. Günstiger ist es, für die praktisch meistens benötigten Bereiche  $\frac{k}{d} = 0 \rightarrow 0,1$  (Röhrenkopplung) und  $\frac{k}{d} = \text{etwa } 0,7 \rightarrow 2,414$  (normale Kopplung) Näherungsgleichungen zu entwickeln, die zu einfachen Formeln, Leitertafeln und Rechenschleibern führen. Für die selten gebrauchten Werte  $\frac{k}{d} = 0,1 \rightarrow 0,7$  kann man  $\frac{y_b}{d}$  mit einer Doppelleiter bestimmen, die auch auf dem Rechenschleiber angebracht werden kann.

Aus (3), (4) und (5) lassen sich die betreffenden Größen als Funktion von  $\frac{k}{d}$  errechnen.

Es ist bekannt<sup>2)</sup>, Gleichungen von der Form

$$z^2 = (Ax)^2 + Bxy + (Cy)^2 \quad (6)$$

durch

$$z^n = (Ax)^n + (Cy)^n \quad (7)$$

zu ersetzen; darin ist

$$n = \frac{\log 4}{\log(2+a)} \quad \text{und} \quad a = \frac{B}{A \cdot C} \quad (8)$$

(Möglichst gute Übereinstimmung für  $\frac{n}{y} = 0 \rightarrow \infty$ ).

Im Ausschuß für Rechentechnik des AWF wurde diese Art der Umformung auf andere Gleichungen<sup>3)</sup> erweitert sowie eine Methode entwickelt, nach der die Näherungskurve in einem bestimmten Punkte möglichst genau an die Originalkurve angeschmiegt wird (z. B. Näherungsgleichung für Ellipsenumfang). Dies wird auf die vorliegenden Gleichungen (1) und (2) angewendet.

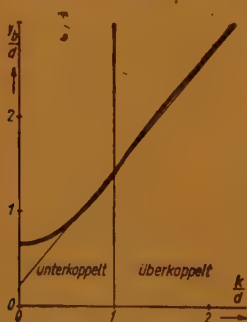


Abb. 1

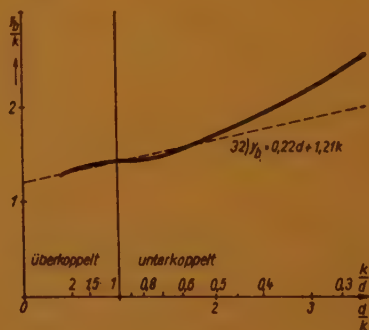


Abb. 2

Die Ersatzkurve soll zunächst für  $\frac{k}{d} = 0 \rightarrow \infty$  gelten. (Für  $\frac{k}{d} > 2,414$  besteht kein Sinn, da die Höcker stärker als das 1,414fache werden, doch wird ein guter Anhalt für die Werte von  $n$  im praktisch vorkommenden Bereich erzielt.)

Für  $k = 0$ ,  $d = 1$  wird  $y_b = 0,6436$  nach (1),

„  $k = 1$ ,  $d = 0$  „  $y_b = 1$  „ (2).

<sup>2)</sup> Erich William: Ein Rechenschleiber für die Zickzacknetzung. AWF-Mitteilungen, Spt., 1933.

<sup>3)</sup> H. Schwerdt: Ersatzfunktionen; AWF-Mitteilungen, Heft 4, 1938, und die folgenden Aufsätze.



Also wird

$$y_b^n = (0,6436 d)^n + k^n. \quad (9)$$

n läßt sich jetzt am einfachsten bestimmen für  $0,6436 d = k = 1$ .

Nach (1) gilt hier  $\frac{y_b}{d} \approx 0,97$ ,  $y_b = \frac{0,97}{0,6436} \approx 1,51$ ;  $1,51^n = 1 + 1 = 2$ .

$$n = \frac{\log 2}{\log 1,51} \approx 1,69 \quad (10)$$

Es genügt, die Näherungsgleichung für  $\frac{k}{d} = 0 + 2,414$  möglichst gut stimmend zu machen:

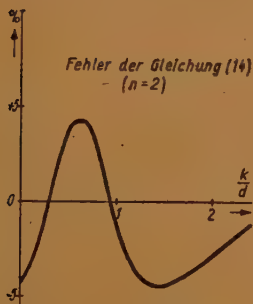


Abb. 3

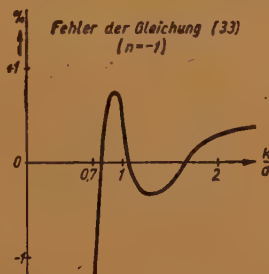


Abb. 4

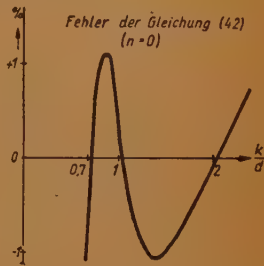


Abb. 5

$$y_b^n = (Ad)^n + B \cdot k^n \quad (11)$$

zweckmäßig stimmend für

- a)  $d = 1$ ,  $k = 0$   $y_b = 0,6436$ ,
- b)  $d = 1$ ,  $k = 1$   $y_b = \sqrt{2} = 1,414$ ,
- c)  $d = 1$ ,  $k = 2,414$   $y_b = 3,1075$ .

Daraus folgt:

$$3,414^n - 0,6436^n \cdot (2,414^n - 1) = 3,1075^n. \quad (12)$$

Zunächst probiert man, indem man für n ganze Zahlen nahe dem Wert 1,69 nach (10) einsetzt, und findet so mit  $n = 2$

$$y_b^2 = 0,4142 d^2 + 1,5858 k^2. \quad (13)$$

Hierbei werden die größten Fehler etwa  $+7\%$  bei  $\frac{k}{d} \approx 0,5$  und  $-3,2\%$  bei  $\frac{k}{d} \approx 1,414$ .

Durch entsprechenden Ausgleich ist für  $\frac{k}{d} = 1 + 2,414 \pm 1,6\%$  sowie mit Hilfe von

$$y_b^2 = 0,379 d^2 + 1,5555 k^2 \quad (14)$$

für  $\frac{k}{d} = 0 + 2,414 \pm 4,5\%$  möglich (Abb. 3).

Durch eine kleine Änderung von n läßt sich der Fehler nur unwesentlich verringern, es lohnt daher nicht, die Formel dadurch komplizierter zu machen. Wo die mit (14) erzielte Genauigkeit nicht ausreicht, sind die beiden Formeln (1) und (2) durch verschiedene Näherungsgleichungen zu ersetzen.

Für Überkopplung gilt nach (2)

$$\left(\frac{y_b}{d}\right)^2 = \left(\frac{k}{d}\right)^2 - 1 + 2 \frac{k}{d} \quad (15)$$

vereinfacht

$$y_1^2 = K_1^2 - 1 + 2 K_1. \quad (16)$$

Diese Gleichung soll für einen bestimmten Punkt  $K_1 = \frac{k_1}{d_1}$  im Wert  $y_1$  und der ersten und zweiten Ableitung  $\frac{d y_1}{d K_1} = y_1'$  und  $y_1''$  mit der Ersatzgleichung

$$y_1^n = A_1 K_1^n + B_1 \quad (17)$$

übereinstimmen.

Am einfachsten erreicht man dies, wenn man (16) in

$$y^2 = C_1 K^2 + 2 C_2 K - C_3 \quad (18)$$

so umformt, daß für  $\frac{k}{d} = K_1$   $K = 1$  und  $y = 1$  wird, z. B. Übereinstimmung für

$$\begin{aligned} \frac{k}{d} = K_1 = 1,5 & \quad y_1^2 = 4,25 \quad y^2 = \frac{y_1^2}{4,25} \\ K_1^2 = 2,25 K^2 & \quad K_1 = 1,5 K \text{ usw.} \end{aligned}$$

$$y^2 = \frac{2,25 K^2 + 2 \cdot 1,5 K - 1}{4,25} \quad (19)$$

Allgemein

$$y = \sqrt{C_1 K^2 + 2 C_2 K + 1 - C_1 - 2 C_2} = 1 \text{ für } K = 1 \quad (20)$$

Darin ist

$$C_1 = \frac{K_1^2}{K_1^2 + 2 K_1 - 1} \quad (21)$$

$$C_2 = \frac{K_1}{K_1^2 + 2 K_1 - 1} \quad (22)$$

Hiermit ergibt sich

$$y' = \frac{C_1 K + C_2}{y} = C_1 + C_2 \text{ für } K = 1 \quad (23)$$

$$y'' = \frac{C_1 - y'^2}{y} = C_1 - y'^2 \text{ für } K = 1 \quad (24)$$

Dies soll für  $K = 1$  übereinstimmen mit

$$y = \sqrt{A K^n + 1 - A} = 1 \text{ für } K = 1, \quad (25)$$

$$y' = A \text{ für } K = 1, \quad (26)$$

$$y'' = A(1 - A)(n - 1) \text{ für } K = 1. \quad (27)$$

Hiernach und nach (21), (22) wird:

für  $K = 1$

$$y' = A = C_1 + C_2 = \frac{K_1^2 + K_1}{K_1^2 + 2 K_1 - 1} \quad (28)$$

$$y'' = \frac{K_1^2}{K_1^2 + 2 K_1 - 1} - A^2 = A(1 - A)(n - 1) \quad (29)$$

Nach einigen Umformungen folgt daraus:

$$n = -\frac{2 K_1}{K_1 - 1} + 1, \text{ z. B. für } K_1 = 1,5 \quad (30)$$

$$A = \frac{3,75}{4,25} = \frac{15}{17} = 0,884 \quad B = 1 - A = 0,116$$

$$n = -\frac{3}{1,25} + 1 = -\frac{12}{5} + 1 = -\frac{7}{5} = -1,4$$

$$\left( \frac{B_1}{A_1} \text{ (Gl. 17)} = \frac{B K_1^n}{A} = \frac{0,116}{0,884 \cdot 1,5^{1,4}} \right)$$

Für die verschiedenen Werte von  $K_1$  wird

Tabelle 1.

|         |           |      |         |       |       |       |        |          |
|---------|-----------|------|---------|-------|-------|-------|--------|----------|
| $K_1 =$ | 1         | 1,1  | 1,4142  | 1,5   | 1,6   | 2     | 2,4142 | $\infty$ |
| $A =$   | 1         | 0,96 | 0,8918  | 0,884 | 0,875 | 0,859 | 0,856  | 1        |
| $B =$   | 0         | 0,04 | 0,1082  | 0,116 | 0,125 | 0,141 | 0,144  | 0        |
| $n =$   | $-\infty$ | -9,9 | -1,8284 | -1,4  | -1,05 | -1/2  | 0      | 1        |

Die sehr hohen negativen Werte von  $n$  fallen für den Gesamtbereich nicht ins Gewicht, da  $B \approx 0$ . st

Für  $B = 0$  ist aber  $y = \sqrt[n]{A K^n} = K$ , da  $A = 1$  ist,  $y$  ist also in diesem Falle von  $n$  unabhängig. Bei  $B \ll A$  macht  $n$  nur wenig aus.

Wie auch Abb. 1 und 2 zeigen, ist die Kurve nur wenig gekrümmt und hauptsächlich von  $k$  abhängig. als erste Annäherung kann man daher  $n = 1$  wählen.

Hiermit findet man die sehr einfache Ersatzgleichung

$$y_b = 0,2195 d + 1,2117 k \text{ mit } \pm 1,2\% \text{ Fehler für } \frac{k}{d} = 1 + 2,414, \quad (31)$$

oder einfacher

$$y_b = 0,22 d + 1,21 k \text{ mit } \pm 1,3\% \text{ Fehler für } \frac{k}{d} = 0,95 + 2,414 \pm 4\% \text{ Fehler für etwa } 0,47 + 2,414.$$

(Abb. 2.) (32)

Um jetzt für  $\frac{k}{d} = 1 + 2,414$  zu einer möglichst genauen und doch einfachen Näherungsgleichung zu kommen, setzen wir einen mittleren ganzzahligen Wert von  $n$  nach Tabelle 1 ein, zunächst  $n = -1$ .

$$\text{Damit wird } \frac{1}{y_b} = \frac{0,0492}{d} + \frac{0,6554}{k} \quad (33)$$

mit nur  $\pm 0,4\%$  Fehler für  $\frac{k}{d} = 1 + 2,414$ , jedoch

$$+ 0,75\% \text{ Fehler für } \frac{k}{d} = 0,9$$

und  $-1,3\%$  Fehler für  $\frac{k}{d} = 0,714$  (Abb. 4)

bzw. bei günstigem Ausgleich

$$y_b = \frac{d \cdot k}{0,0538 k + 0,65 d}; \text{ Fehler etwa } \pm 0,5\% \text{ für } \frac{k}{d} = 1 + 2,414, \text{ etwa } \pm 1,15\% \text{ für } \frac{k}{d} = 0,707 + 2,414. \quad (34)$$

Mit  $n = -2$  ist die Übereinstimmung schlechter.

Mit (34) läßt sich gut eine Leitertafel entwerfen, jedoch ist die Weitermultiplikation zur Bestimmung der Bandbreite  $b = y_b \cdot f$  nur für einen kleinen Bereich zu erreichen. Beim Rechenschieber sind die reziproken Leitern ungünstig, außerdem ist eine unmittelbare Weitermultiplikation nicht möglich.

Wenn die Übereinstimmung für  $n = +1$  und  $-1$  gut ist, kann man auch  $n = 0$  machen; dies entspricht dem Logarithmus. Damit erhält man für den Entwurf einer Rechentafel und eines Rechenschlebers günstige Verhältnisse.

Wir setzen also

$$y_b = K \cdot d \left( \frac{k}{d} \right)^n \quad (35)$$

Soll dies zunächst für die Endpunkte stimmen, so muß gelten:

für a)  $d = 1, k = 1$ :

$$y_b = 1,4142 = K \cdot 1 \cdot 1^n = K, \quad (36)$$

für b)  $d = 1, k = 2,4142$ :

$$y_b = 3,10754 = 1,4142 \cdot 1 \cdot 2,4142^n. \quad (37)$$

Damit wird

$$n = \frac{\log 3,10754 - \log 1,4142}{\log 2,4142 - \log 1} = 0,8932 \quad (38)$$

Man erhält bei entsprechendem Ausgleich:

$$y_b = 1,42482 \cdot d^{0,1068} \cdot k^{0,8932} \text{ mit } \pm 0,75\% \text{ Fehler für } \frac{k}{d} = 1 + 2,414, \quad (39)$$

$$\text{mit } K = 1,41746 \quad \text{mit } \pm 1,27\% \text{ Fehler für } \frac{k}{d} = 0,67 + 2,414.$$

Um für  $\frac{k}{d} \approx 0,7 + 2,414$  günstigste Verhältnisse zu erzielen, muß man genaue Übereinstimmung für etwas weiter nach der Mitte liegende Werte von  $\frac{k}{d}$  annehmen, entsprechend dem Verlauf der Fehlerkurve (ähnlich Abb. 5) bei etwa  $\frac{k}{d} = 0,707$  und 2.

Hiermit ergibt sich für  $n$ :

$$n = \frac{\log \sqrt{7} - \log 1,03978}{\log 2 - \log 0,7071} \approx 0,9 \quad (40)$$

$$K = \frac{\sqrt{7}}{2^{0,9}} = 1,4178 \quad (41)$$

für  $\frac{k}{d} = 2$  genau stimmend.

Bei günstiger Verteilung der Fehler wird:

$$y_b = 1,4166 d^{0,1} \cdot k^{0,9} \quad (42)$$

mit  $\pm 1,12\%$  Fehler für  $\frac{k}{d} = 0,675 + 2,414$



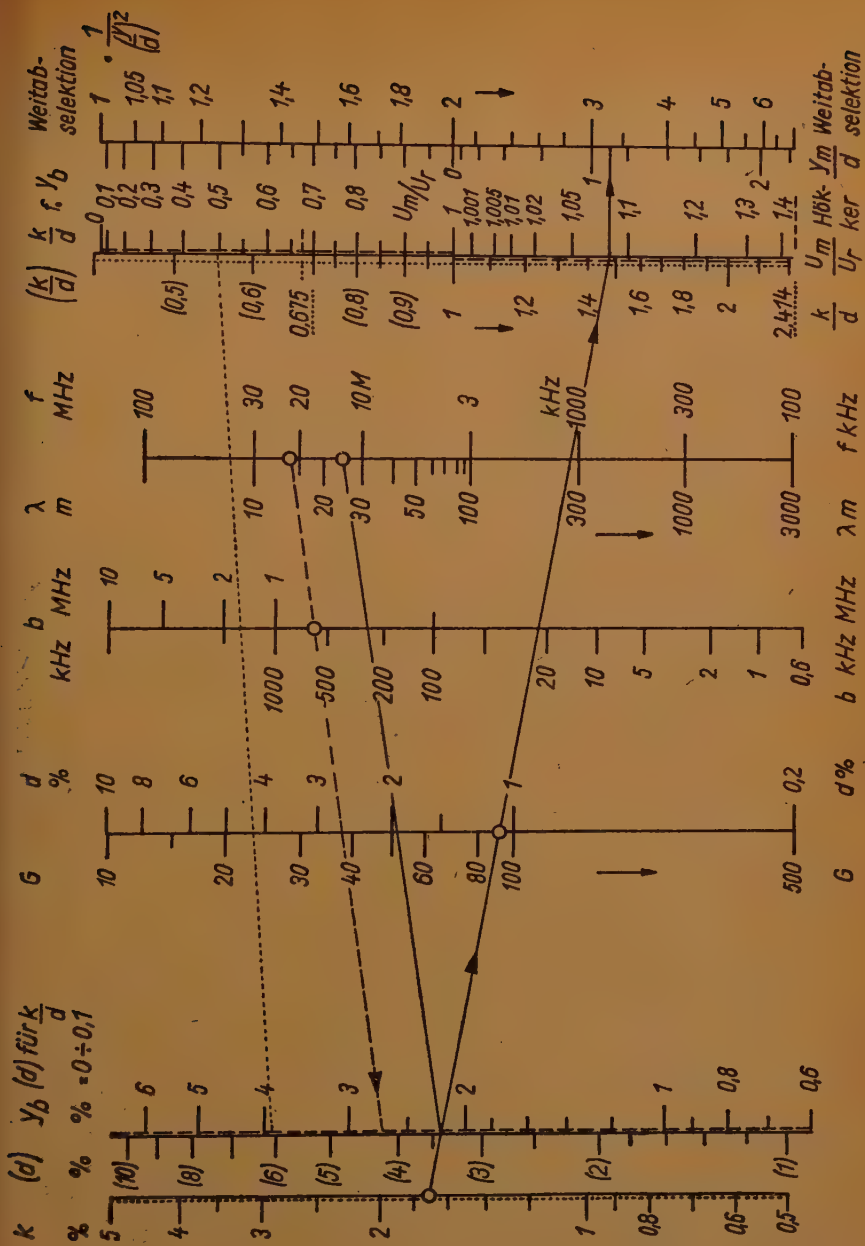


Abb. 6

Für  $\frac{k}{d} = 1 + 2,414$  ist eine Herabsetzung des Fehlers auf  $\pm 1\%$  möglich.

Der Maximalfehler für den praktisch in Frage kommenden Bereich ist nicht schlechter als bei  $n = -1$  (Abb. 5). Eine kleine Änderung des Wertes von  $n$  bringt nichts wesentliches.

Eine Skizze der Leitertafel zeigt Abb. 6. Ihre Benutzung geht aus den eingetragenen Beispielen hervor. Für  $\frac{k}{d} = 0 + 0,1$  (Röhrenkopplung) sind die  $d$ -Werte in Form einer Doppelleiter bei  $y_b$  eingetragen (vgl. 2. Beispiel — — — — —).

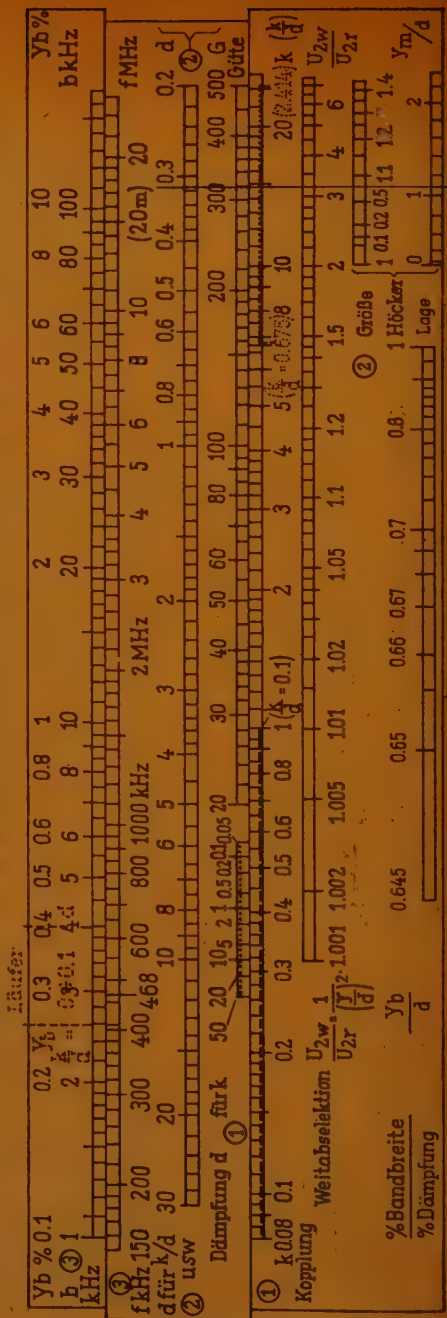
Bei den praktisch selten vorkommenden Werten  $\frac{k}{d} = 0,1 + 0,675$  sind  $y_b$  und  $\frac{U_{2w}}{U_{2r}}$  als Funktion von  $\frac{k}{d}$  zu finden. (3, . . . . .)

Genauer ist die Tafel in Funktechnik 22/1950 zu finden.

Den mit (42) entworfenen Rechenschleier bringt Abb. 7. Die Teilungen sind in der Skizze etwas grob gewählt; beim 25-cm-Schieber könnte die Unterteilung feiner und damit die Genauigkeit größer sein. Die Benutzung des Schiebers geht aus dem eingestellten Beispiel hervor:  $k = 0,465$   $G = 320$ ,  $f = 468$  kHz. Nach der Doppelleiter auf dem Schieber gehört zu  $G = 320$ ,  $d = 0,313$ . Man stellt (1) diesen Wert von  $d$  auf der kurzen  $d$ -Skala über  $k = 0,465$ , den Läufer (2) auf  $G = 320$  und findet damit  $\left(\frac{k}{d} = 1,49\right) \frac{U_{2w}}{U_{2r}} = \frac{3,2}{(y/d)^2}$  für den Höcker: Größe  $\frac{f_m}{U_r} = 1,08$

und Lage  $\frac{y_m}{d} = 1,10$ . Da  $\frac{k}{d}$  zwischen 0,675 und 2,414 liegt (markiert) kann man bei der gleichen Schleierstellung (3)  $y_b = 0,63\%$  bei 1 (MHz der  $f$ -Skala) und bei 468 kHz  $b = 2,95$  kHz ablesen.

Für  $\frac{k}{d} = 0 + 0,1$  findet man  $y_b$  mit Hilfe der beiden oberen Läuferserie, z. B. für  $d = 0,4\%$   $y_b = 0,26\%$  und für  $\frac{k}{d} = 0,1 + 0,675 \frac{y_b}{d}$  unten als Funktion von  $\frac{k}{d}$ . Mit der  $b$ - und  $f$ -Skala kann man beliebig multiplizieren und dividieren.



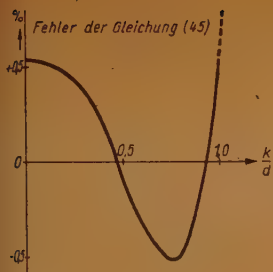


Abb. 8

Bei Gleichung (1) für Unterkopplung führt der Ansatz  $y_b^n = A d^n + B k^n$  zu keiner günstigen Lösung. Mit dem unbequemen günstigsten ganzzahligen Wert  $n = 3$  ist der Fehler noch etwa  $\pm 1,5\%$ .

Besser ist es hier, eine Reihenentwicklung anzuwenden:

$$y_b = d \sqrt{l-1 + \sqrt{2(1+l^2)}}$$

$$= d \sqrt{\sqrt{2}-1 + l + \frac{l^2 \sqrt{2}}{2} - \frac{l^4 \sqrt{2}}{8} + \frac{l^6 \sqrt{2}}{16} - \dots}$$

$$= d \left\{ \sqrt{\sqrt{2}-1} + \frac{l}{2 \sqrt{\sqrt{2}-1}} + A l^2 + \dots \right\} \quad (43)$$

Tabelle 2. Fehler der Näherungsgleichungen.

| $y^n = A \cdot d^n + B k^n$                                 | A       | B      | Gesamt-<br>bereich<br>$\frac{k}{d} = 0$<br>$\div 2,414$ | Unter-<br>kopplung<br>$\frac{k}{d} = 0 \div 1$ | Praktischer<br>Bereich                     | Über-<br>kopplung<br>$\frac{k}{d} = 1$<br>$\div 2,414$ | Geeignet<br>für                                |
|---|---------|--------|---|--|--|--|--|
| $n = -2$  |         |        |   |  |  | $\pm 0,5\%$  | Rechentafel<br>und als<br>einfache<br>Formel   |
| -1  | 0,0492  | 0,6554 |   |  | 0,714 ... 2,414<br>$\pm 1,3\%$             | $\pm 0,4\%$  |  |
|   | 0,0538  | 0,65   |   |  | 0,714 ... 2,414<br>$\pm 1\%$               | $\pm 0,5\%$  |  |
| (0)<br>entspricht log<br>$y = K \cdot d \cdot (1-n) k^n$    | K       | n      |   | -100%  | 0,67 ... 2,414<br>$\pm 1,27\%$             | möglich<br>$\pm 0,75\%$                                | Rechentafel<br>9 und<br>Rechen-<br>schieber    |
|   | 1,41746 | 0,8432 |   |  | 0,675 ... 2,414<br>$\pm 1,115\%$           | möglich<br>$\pm 1,1\%$                                 |  |
|   | 1,4166  | 0,9    |   |  |  |  | Rechentafel<br>und als<br>einfache<br>Formel   |
|   | A       | B      |   |  | 0,48 ... 2,414<br>$\pm 4\%$                | $\pm 1,2\%$  |  |
|   | 0,2195  | 1,2117 |   |  |  |  |  |
| +1  | 0,22    | 1,21   |   | $\pm 12\%$                                     | 0,47 ... 2,414<br>$\pm 4\%$                | (0,95...2,414)<br>$\pm 1,3\%$                          |  |
|   | (0      | 1,4)   |   |  | 0,6 ... 2,414<br>$\pm 10\%$                |  |  |
| +2  | 0,379   | 1,555  | $\pm 4,5\%$   | $\pm 3,6\%$                                    |  | $\pm 1,6\%$  |  |
| +3  | 0,2705  | 2,60   |   | $\pm 1,5\%$                                    |  |  |  |
| +4  |         |        |   | $\pm 3,2\%$                                    |  |  |  |
| $y = d \left\{ A + B \left( \frac{k}{d} \right)^2 \right\}$ | 0,647   | 0,7748 |   | $\pm 0,535\%$                                  | $\left( \frac{k}{d} = 1,1 + 2,1\% \right)$ |  | Rechentafel<br>und als<br>einfachere<br>Formel |
| $y = d \left\{ A + B \left( \frac{k}{d} \right)^3 \right\}$ | 0,64    | 0,78   |   | -1 + 0,5%                                      |  |  |  |

Da die Werte mit höheren Potenzen von  $l$  nicht sehr viel ausmachen, kann man die Reihe ohne großen Fehler hinter  $l$  abbrechen;

$$y_b \approx d \left\{ 0,6436 + 0,777 \left( \frac{k}{d} \right)^2 \right\} \quad (44)$$

oder genauer unter Ausgleichung des Fehlers

$$y_b = d \left\{ 0,647 + 0,7748 \left( \frac{k}{d} \right)^2 \right\} \quad (45)$$

Der Fehler ist nach Abb. 8 nur rd.  $\pm 0,55\%$  für  $\frac{k}{d} = 0 + 1$ , für größere  $\frac{k}{d}$ -Werte ist die Formel nicht gut brauchbar. Sie ist für eine Leitertafel (mit zwei Geraden und einer Kurve), nicht für den Rechenschieber geeignet.

Die gesamten Ergebnisse sind in Tab. 2 zusammengestellt.

Wie dieses Beispiel zeigt, ist es häufig möglich, komplizierte Gleichungen zu vereinfachen bzw. für eine Leitertafel oder einen Sonderrechenschieber geeignet zu machen, ohne daß die Einbuße an Genauigkeit etwas ausmacht.

## PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Aktenzeichen;  
(bei Patent-Erteilungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Patentrollennummer, Aktenzeichen;

zweiten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): links — Anmeldetag, rechts — Bekanntmachungstag;  
(bei Patent-Erteilungen): Datum des Beginns des Patents;

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in ( ) = Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten.  
Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei den Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

### 1. Patent-Anmeldungen

21a<sup>3</sup>, 11. S 3301

6. 5. 50 9. 8. 51

F. Skwarczynski, Lage (Lippe); „Lautsprechermembrane z. verzerrungsfreien Wiedergabe eines breiten Frequenzbandes bei gleichmäß. Abstrahlg. u. Streuung in d. Raum sowie Unterdrückg. d. mittleren Frequenzbereiches“ (5)

21a<sup>3</sup>, 11. St 1011

3. 5. 50 9. 8. 51

A. Stephan, Rendsburg (Holst.); „Lautsprecher m. kippfreier Mehrfachkonus-Membran“ (3)

21a<sup>3</sup>, 12/01. St 1010

3. 5. 50 9. 8. 51

A. Stephan; „Lautsprecher m. Kompensations-Membran“ (3)

21a<sup>3</sup>, 16/01. A 3206

14. 8. 50 9. 8. 51

Allgemeine Telefon-Fabrik GmbH, Hamburg; „Einrichtg. z. Ausschaltg. akust. Rückkopplg. b. Anlagen m. Schallempfang. u. Schallsendern“ (9)

21a<sup>3</sup>, 18/07. T 2308

18. 2. 41 9. 8. 51

Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH, Berlin; „Empfang. m. einer selbsttät., rückwärts u. vorwärts wirkenden Lautstärkeregelg.“ (7)

21a<sup>3</sup>, 18/07. T 2489

24. 12. 42 9. 8. 51

Telefunken; „Schaltungsanordng. m. „gehörriicht. Lautstärkeregler“ (6)

42b, 11. G 4111

30. 9. 50 9. 8. 51

(V. St. Amerika: 21. 4. 44) General Motors Corp., Detroit, Mich. (V. St. A.); „Vorrichtg. z. Messg. u. Prüfg. m. Hilfe v. Ultraschall“ (15)

21a<sup>3</sup>, 18/04. L 3139

20. 7. 50 9. 8. 51

Loewe Opta AG, Berlin-Steglitz; „Schaltg. z. Beeinflussg. d. Klangcharakters eines tonfrequenten Frequenzgemisches“ (5)

21a<sup>3</sup>, 18/04. S 15 019

22. 6. 50 9. 8. 51

Siemens & Halske AG, Berlin u. München; „Klangfarberegler f. elektroakust. Geräte“ (8)

21a<sup>3</sup>, 18/04. S 18 070

31. 7. 50 9. 8. 51

Siemens & Halske; „Baßblende f. elektroakust. Geräte, insb. Rundfunkgeräte“ (6)

42g, 10/01. p 2904 B

13. 5. 49 9. 8. 51

F. Grammelsdorff, Berlin-Marliendorf, u. Dr. phil. nat. W. Guckenburg, Berlin; „Verf. z. Magnet-tonwiedergabe durch einen Ringkopf“ (8)



42g, 8/07. p 28 539 D

30. 12. 48 9. 8. 51

LICENTIA Patent-Verwaltungs-  
GmbH, Hamburg; „Anordng.  
z. Regeln d. Aussteuerg. b. Her-  
stellen v. magnet. Tonaufzeich-  
nungen“ (3)

42g, 10/02. L 5053

16. 9. 44 9. 8. 51

C. Lorenz AG, Stuttgart-Zuffen-  
hausen; „Verf. z. Herstellg. v.  
Tonträgern f. Magnetton-  
masch.“ (3)

42s, —. p 48 864 D

14. 7. 49 9. 8. 51

Ultrakust-Gerätebau, Ruhmanns-  
felden (Ndb.); „Ultraschall-  
tubus“ (5)

42s, —. H 6463

26. 10. 50 9. 8. 51

H. Hintz, Reinbek (Bez. Ham-  
burg), u. Dr. H. Keller, Ham-  
burg-Rissen; Einrichtg. z. Ultra-  
schallbehandlg. m. Flüssigkeits-  
kopplg.“ (2)

42s, —. R 1562

24. 4. 50 9. 8. 51

Dr. H. H. Rust, Hamburg;  
„Magnetostriktiver Ultraschall-  
geber u. -empfäng.“ (2)

21a<sup>1</sup>, 36. K 7608

7. 10. 50 16. 8. 51

Dipl.-Phys. R. Krause, Oberursel  
(Taunus); „Schaltg. z. Erzeugg.  
v. Impulsen“ (4)

21a<sup>1</sup>, 14/05. p 19 590 D

25. 10. 48 9. 8. 51

Laborat. Wennebostel, Wenne-  
bostel b. Bissendorf (Hann.);  
„Störschallunempfindl. Mikro-  
phon“ (4)

21a<sup>1</sup>, 16/01. S 5275

31. 5. 50 16. 8. 51

Siemens & Halske; „Elektro-  
akust. Übertragungsanlage“ (13)

21a<sup>1</sup>, 18/04. T 2314

25. 2. 41 16. 8. 51

Telefunken; „Einrichtg. z. regelb.  
Schwächg. d. hohen Tonfre-

quenzen eines NF-Verstärkers“  
(5)

21a<sup>1</sup>, 35/12. H 5509

22. 9. 50 16. 8. 51

(V. St. Amerika: 1. 7. 46)

Hazeltine Corp., Washington  
(V. St. A.); „Gleichrichteran-  
ordng. z. Erzeugg. einer hohen  
Gleichspanng. b. relativ kleiner  
Stromstärke, insb. f. Fernseh-  
zwecke“ (17)

21a<sup>1</sup>, 48/13. p 32 626 D

27. 1. 49 16. 8. 51

(Großbrit.: 17. 2. 48)

Marconi's Wireless Telegraph  
Comp. Ltd., London; „Elek-  
tronenröhrenschaltg. z. Um-  
kehrg. d. Phase hochfrequent.  
Spanng.“ (9)

21a<sup>1</sup>, 64/01. G 1489

10. 10. 41 16. 8. 51

Dr. H. Graziadei, Darmstadt;  
„Schwundmindernde, selbst-  
strahl. Mastantenne“ (6)

21a<sup>1</sup>, 70. S 20 731

31. 10. 50 16. 8. 51

Siemens & Halske; „Anzeigevor-  
richtg. f. Klangfarberegler in  
elektroakust. Geräten, insb.  
Rundfunkgeräten“ (5)

21g, 12/01. N 2462

10. 3. 44 16. 8. 51

(Niederl.: 15. 3. 43)

N. V. Philips Gloeilampenfabrie-  
ken, Eindhoven (Holland);  
„Spannungsstabilisieröhre“ (3)

42g, 9/04. E 333

1. 12. 49 16. 8. 51

(Frankr.: 7. 12. 48)

L'Electronique Moderne (Société  
à Responsabilité Limitée), Va-  
lenciennes (Frankreich); „Verf.  
z. Wiedergabe v. Tonaufzeich-  
nungen“ (5)

42g, 10/01. p 14 611 D

1. 10. 48 16. 8. 51

LICENTIA; „Magnetisierungs-  
kopf m. Luftspalt, insb. Wie-  
dergabekopf (Hörkopf) f. Ma-  
gnettongeräte“ (4)

21a<sup>1</sup>, 16/01. S 1452

27. 1. 50 16. 8. 51

Siemens & Halske; „Lautfern-  
sprecheranlage m. mehreren  
Kondensatormikrophonen“ (6)

21a<sup>1</sup>, 35/20. T 2522

28. 4. 42 23. 8. 51

Telefunken; „Schaltungsanordng.  
z. Erzeug. v. zellenfrequent.  
sägezahnförm. Strömen“ (7)

21a<sup>1</sup>, 36. I 2041

21. 9. 50 23. 8. 51

(V. St. Amerika: 14. 11. 42)

IBM Deutschland Internationale  
Büro Maschinen Ges. mbH,  
Stuttgart; „Anordng. z. Er-  
zeugg. v. Impulsfolgen“ (8)

21a<sup>1</sup>, 36. N 3079

4. 11. 50 23. 8. 51

(Niederlande: 8. 11. 49)

Philips; „Schaltungsanordng. z.  
Erzeugg. einer frequenzstabilis.  
Schwingg.“ (12)

21a<sup>1</sup>, 6/02. C 1615

18. 1. 44 23. 8. 51

(Frankr.: 16. 3. 43)

Comp. Française Thomson Hou-  
ston, Paris; „Verf. u. Schal-  
tungsanordng. z. Vervielfältig.  
d. Frequenz einer elektr.  
Spanng.“ (10)

21a<sup>1</sup>, 9/02. C 3064

2. 10. 50 23. 8. 51

(Frankr.: 20. 7. 49)

Comp. Générale de Telegraphie  
sans Fil, Paris; „In d. Ab-  
stimmg. veränderb. Kurzwellen-  
generator unt. Verwendg.  
einer Magnetronröhre, deren  
Anodenblock Resonanzhöhl-  
räume umschließt“ (11)

21a<sup>1</sup>, 14/01. B 11 964

13. 10. 50 23. 8. 51

P. Barkow, Darmstadt; „Verf. z.  
Symmetrierlg. d. Frequenz-  
hubes, insb. in Breitbandschal-  
tungen m. Frequenzmodulat.“  
(20)

21a<sup>1</sup>, 29/01. T 3703

21. 12. 50 23. 8. 51

- Telefunken; „Schaltungsanordng. m. Frequenzgegenkopplg.“ (8) 42g, 10/01. M 8876 21a<sup>4</sup>, 14/01. p 28 952 D  
31. 12. 48 30. 8. 51
- 21a<sup>4</sup>, 74. N 3599 R. Mehr, Friedberg (Hess.); „Magnettonverf. m. streufeldloser Quermagnetisierg.“ (2) (Schweiz: 1. 8. 47)  
10. 3. 51 23. 8. 51 „Patelhold“ AG, Glarus (Schweiz); „Schaltg. z. Frequenzmodulation“ (9)  
(Niederl.: 14. 3. 50)
- Philips; „Vorrichtg. m. einem v. einem Generator f. Ultrahochfrequenzschwngg. zu speisend. Wellenhöhleiter“ (8) 42s, —. p 11 784 D 21a<sup>4</sup>, 16/01. L 1108  
7. 2. 50 30. 8. 51  
Lorenz; „Verf. z. Tastg. eines vorzugsw. sehr schwach gedämpft. Schwingungskreises“ (5)
- 21g, 13/17. p 53 969 D 1. 10. 48 23. 8. 51 21a<sup>4</sup>, 29/01. § 2929  
5. 9. 49 23. 8. 51 ELECTROACUSTIK GmbH, Kiel; „Magnetostrikt. Schwingungsgebilde, vorzugsw. f. elektroakust. Wandler“ (6) 24. 4. 50 30. 8. 51  
Siemens & Halske; „Elektronenröhrenanordng. z. Erzeugg. od. Verstärkg. sehr kurzer Wellen“ (9) 42s, —. p 48 293 D  
8. 7. 49 23. 8. 51  
Ultrakust; „Einrichtg. z. Erzeugung v. Schall od. Ultraschall“ (4)
- 21g, 13/17. R 2452 74d, 6/15. p 20 367 D 21a<sup>4</sup>, 29/03. L 1119  
20. 6. 50 23. 8. 51 1. 11. 48 23. 8. 51 8. 2. 50 30. 8. 51  
(V. St. Amerika: 31. 12. 48) Atlas-Werke AG, Bremen; „Akust. Echoloteinrichtg.“ (4) Lorenz; „Schaltungsanordng. z. Schwundregelg. mittels einer Drei-Dioden-Schaltg.“ (4)
- Radio Corp. of America, New York, N. Y. (V. St. A.); „Elektronenentladungsvorrichtg. u. zugehör. Resonanzstromkreise f. d. Benutzg. b. hohen Frequenzen“ (19) 21a<sup>1</sup>, 36. S 3299  
6. 5. 50 30. 8. 51  
Siemens & Halske; „Verf. z. Entzerrg. v. Impulsen“ (14) 21e, 11/01. p 10 505 D  
17. 4. 45 30. 8. 51  
Atlas-Werke; „Vorrichtg. z. Aufzeichnen v. Gleichspanng., insb. z. Aufnahme d. Resonanzkurven v. Schallerschwingern“ (5)
- 42g, 7/02. p 735 D 21a<sup>2</sup>, 2/01. p 22 667 D 21g, 36. S 17 874  
1. 10. 48 23. 8. 51 25. 11. 48 30. 8. 51 24. 7. 50 30. 8. 51  
E. Käsemann, Oberaudorf/Inn; „Verf. z. Aufzeichng. u. Wiedergabe v. Tontfrequenzen“ (11) (Niederl.: 3. 12. 45) Philips; „Mit einer Membran versehenes Schwingungssystem, insb. elektrodynam. System, z. B. f. Mikrofone, Lautsprecher, Schwingungsaufnehmer usw.“ (9) Siemens-Reiniger-Werke AG, Erlangen; „Elektronenschleuder“ (5)
- 42g, 10/01. p 2661 B 21a<sup>2</sup>, 16/01. T 2197 42g, 8/05. H 7110  
21. 4. 49 23. 8. 51 23. 7. 37 30. 8. 51 28. 12. 50 30. 8. 51  
W. Bogen, Bln.-Lichterfelde; „Verf. z. magnet. Schallaufzeichng.“ (3) Telefunken; „Mit Mikrofon, Lautsprecher u. Regelverstärker ausgerüstete Kommandoanlage“ (9) C. Hartmann, Hamburg; „Störgeräuschfilter f. Lichttonträger“ (4)
- 42g, 10/01. L 4130 21a<sup>2</sup>, 16/04. Sch 3537 42g, 8/08. K 3384  
24. 11. 42 23. 8. 51 3. 8. 50 30. 8. 51 26. 5. 50 30. 8. 51  
Lorenz; „Verf. z. magnet. Schallaufzeichng.“ (5) G. Schaub GmbH, Pforzheim; „Lautsprecher f. Fernschempfäng.“ (2) Klangfilm GmbH, Berlin u. Karlsruhe; „Verf. z. Herstellg. einer stereophon. Tonaufnahme, insb. Tonaufzeichng.“ (12)
- 42g, 10/01. L 5078 21a<sup>2</sup>, 16/04. T 3744 42g, 9/01. p 32 956 D  
16. 11. 43 23. 8. 51 2. 1. 51 30. 8. 51 31. 1. 49 30. 8. 51  
Lorenz; „Einrichtg. z. verlangsamten Wiedergabe v. Stahlton-Sprachaufnahmen“ (4) Dipl.-Ing. Dr. K. Tamm, Göttingen; „Schallempfäng. m. vorgebbarer zeitl. Verzögerg.“ (3) Dr. G. Leithäuser, Bln.-Steglitz; „Verf. z. Aufzeichnen v. Tonschwngg. auf Filmen“ (6)
- 42g, 10/01. M 940 21a<sup>2</sup>, 16/04. T 3744 42g, 9/01. p 32 956 D  
12. 12. 49 23. 8. 51 2. 1. 51 30. 8. 51 31. 1. 49 30. 8. 51  
Dr. P. Mozar, Düsseldorf; „Anordng. z. magnet. Schallaufzeichng. n. d. Längsmagnetisierungsverf. f. band-, draht- od. walzenförm. Tonträger“ (7)

42g, 9/06. Z 385  
24. 3. 50 30. 8. 51  
Zeiss Ikon AG, Stuttgart; „Wechselstromgespeiste Tonlampe, insb. f. Lautschriftwiedergabe“ (5)

42g, 18. L 2336  
12. 6. 50 30. 8. 51  
Loewe Opta; „Einrichtg. z. Erzeugg. verschied. Tonträgergeschwindigkeit, insb. f. Magnetongeräte“ (7)

42g, 10/01. O 6  
3. 10. 49 30. 8. 51  
Loewe Opta; „Verf. z. Löschg. v. Tonaufzeichng. auf magnetisierb. Tonträgern“ (5)

## 2. Patent-Erteilungen

21a<sup>8</sup>, 2/01. 815 978. S 1257  
10. 1. 50  
Siemens & Halske AG, Berlin u. München; „Druckkammerlautsprecher“

21a<sup>8</sup>, 11. 815 494. p 32 219 D  
22. 1. 49  
G. Widmann & Söhne KG, Schwenningen/Neckar; „Lautsprechermembranen, -zentriermembranen“

42g, 8/07. 815 407. p 12 184 D  
2. 10. 48  
Klangfilm GmbH, Berlin u. Karlsruhe; „Aufzeichnungsblende f. Tonaufzeichnungsgeräte“

42g, 18. 815 409. p 36 943 D  
17. 3. 49  
Klangfilm; „Tonkamera f. d. Aufzeichng. v. zwei Tonspuren“

21a<sup>1</sup>, 32/20. 816 708. F 185  
1. 11. 49

Fernseh GmbH, Darmstadt; „Anordng. z. Bildzerlegg. u. -übertrag. mittels Katodenstrahlröhren“

21a<sup>8</sup>, 8/01. 816 268. N 772  
25. 4. 50  
(Großbrit.: 28. 4. 49)  
N. V. Philips Gloeilampenfabrie-

ken, Eindhoven (Holland); „Verf. z. Erzeugg. einer Schwingg. m. über einen breiten Frequenzbereich einstellb. Frequenz (Abstimmfrequenz) durch Mischg. zweier Schwingg.“

21a<sup>4</sup>, 9/02. 816 269. p 35 330 D  
1. 3. 49

(Großbrit.: 8. 8. 41)  
Electric & Musical Industries Ltd., Hayes, Middlesex (England); „Schaltungsanordng. z. Verwendg. als Schwingungserzeuger m. einer Entladungsvorrichtg., d. einen Hohlresonator aufweist“

21a<sup>4</sup>, 29/01. 816 271. N 616  
14. 3. 50  
(Niederl.: 16. 3. 49)

Philips; „Vorrichtg. m. zwei Spannungsquellen verschied. Frequenz u. Mitteln z. selbsttät. Frequenzkorrekt.“

21a<sup>4</sup>, 29/03. 816 273. P 789  
16. 2. 50  
(Schweiz: 1. 3. 49)  
„Patelhold“ Patentverwert. & Elektro-Holding AG, Glarus (Schweiz); „Schaltungsanordnung z. Sperrg. d. NF b. einem Empfäng. f. frequenzmodul. Schwingg.“

21a<sup>4</sup>, 46/02. 816 424. p 44 189 D  
28. 5. 49  
(Großbrit.: 28. 5. 48 u. 6. 5. 49)  
Electric & Musical Industries; „Trichterstrahler f. Sendg. u. Empfang elektr. Wellen“

42g, 5/02. 816 605. p 9149 D  
2. 10. 48  
Siemens & Halske; „Piezoelektr. Kristallkombinat.“

42g, 8/07. 816 166. p 15 126 D  
2. 10. 48  
Dr.-Ing. L. Pungs, u. Dr.-Ing. K. Lamberts, Braunschweig; „Verf. z. Prüf. u. Untersuchg. v. Tonabnehmern“

42g, 1/03. 817 040. p 40 110 D  
17. 4. 49

ELECTROACUSTIK GmbH, Kiel; „Verf. u. Einrichtg. z. Nachweis u. z. Ortsermittlg. v. Geräusche verursachend. Schädlingen“

42g, 9/02. 817 041. p 28 868 D  
31. 12. 48

(V. St. Amerika: 7. 5. 46)  
Western Electric Comp. Inc., New York, N. Y. (V. St. A.); „System z. Herstellg. v. Gegenakttonaufzeichng.“

42g, 9/06. 817 368. P 77  
22. 10. 49

Zeiss Ikon AG, Stuttgart S; „Anordng. z. Tonfilmwiedergabe m. einer wechselstromgespeisten Tonlampe“

42g, 13/02. 817 371. K 224  
26. 10. 49  
Klangfilm; „Mischeinrichtg. f. Tonfrequenzströme“

42g, 19/02. 817 372. E 682  
18. 2. 50  
(Großbrit.: 23. 2. 49 u. 1. 2. 50)  
Electric & Musical Industries; „Tonaufnahme- u. Wiedergabevorrichtg.“

21e, 30/10. 818 062. p 51 172 D  
6. 8. 49  
C. Lorenz AG, Stuttgart-Zuffenhausen; „Verf. z. Messg. v. Wechselspanng. mittels Röhrenvoltmeter“

42g, 12. 813 608. p 11 436 D  
2. 10. 48  
Deutsche Grammophon GmbH, Hannover; „Vorrichtg. zum Schneiden v. Magnettonbändern“

21a<sup>4</sup>, 73. 814 179. p 11 425 D  
2. 10. 48  
Siemens & Halske; „Elektr. Hohlleiter f. d. Übertrag. v. Wellen im Zentimeterbereich“

21g, 38. 814 495. p 26 561 D  
24. 12. 48  
(Großbritannien: 5. 9. 44)  
Philips; „Generator d. Sperr-



oszillatortyps z. Erzeugg. v. 21a\*, 18/04. 814 607. p 20 538 D  
Sägezahnsschwingg.“

4. 11. 48

(Niederlande: 25. 10. 46)

Phillips; „Schaltg. z. Tonregelg. b.  
einem Niederfrequenzverst.“

42g, 5/02. 814 053. p 15 120 D  
2. 10. 48

Dr.-Ing. H. Johannson, Stutt-  
gart-Zuffenhausen; „Durch  
Widerstandsänderg. gesteuerter  
elektro-mechan. Tonabnehmer“

21a\*, 18/50. 814 610. p 5013 D  
2. 10. 48

Siemens & Halske; „Einrichtg. z

Prüfg. v. elektro-akust. Über-  
tragungssyst. m. Hilfe v. period.  
wiederholten Impulsen“

42g, 9/02. 804 945. p 20 251 D  
1. 1. 49

(Frankreich: 27. 10. 45)

P. Cuvier, Paris; „Verf. u. Vor-  
richtg. z. photograph. Tonauf-  
zeichng.“

## REFERATE

*Von den mit einem \* versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des Einschreibepontos zur Verfügung gestellt werden.*

### Der Peller „Telegon“\*)

In einem kurzen Rückblick auf die Entwicklung wird zunächst daran erinnert, daß die ersten Peil-anordnungen auf Schiffen aus fest verspannten Kreuzrahmen bestanden. Dies war notwendig, weil vor Einführung der Vakuumröhren mit den unempfindlichen Detektor-Empfängern nur unter Benutzung großer Antennen-Gebilde eine genügende Reichweite erzielt werden konnte. Da diese Rahmen wegen ihrer Größe nicht drehbar angeordnet werden konnten, wurden sie nach dem Vorschlag von Bellini und Tosi (1907) zu einem Goniometer geführt, mit dessen Hilfe gepellt wurde. Diese Anordnung hatte aber noch viele Nachteile, und es war deshalb ein großer Fortschritt, als man nach dem ersten Weltkrieg in Verbindung mit empfindlichen Röhrenempfängern den kleinen Drehrahmen einführen konnte. Dieser hat sich durch viele Jahre bestens bewährt. Nunmehr ist Telefunken zu einem feststehenden Kreuzrahmen, dessen Abmessungen die des Drehrahmens aber nicht übersteigen, zurückgekehrt. Dies war möglich, weil inzwischen Goniometer entwickelt worden sind, die unter Benutzung von HF-Eisen beste Winkeltreue ( $\pm 0,15^\circ$ ) mit einem guten Kopplungsfaktor vereinigen\*\*).

Der neue Empfänger hat einen Bereich von 196...3529 kHz und eine Empfindlichkeit von  $20 \mu\text{V/m}$  für  $1^\circ$  Minnmbreite bei 1 km Wellenlänge. Gegenüber dem Drehrahmen bietet der

Kreuzrahmen den Vorteil, daß die durch das Schiff bedingten Peilfehler leicht kompensiert werden können, so daß es nicht mehr wie beim Drehrahmen notwendig ist, die gemessenen Peilwerte an Hand der Funkbeschickung zu korrigieren. Auch läßt sich die ganze Anlage einschließlich des Kreuzrahmens jederzeit vom Platz des Funkers aus auf richtiges Arbeiten überprüfen, so daß man nicht Gefahr läuft, Beschädigungen der auf Deck befindlichen Teile zu übersehen.

Roessler

### Das Decca-Navigator-Verfahren \*)

Die Anlagen für dieses Verfahren der Decca Navigator Ltd., das bereits in England und Dänemark eingeführt ist und für Frankreich, Italien und Spanien vorbereitet wird, werden z. Z. von Telefunken auch in Deutschland errichtet. Es ist ein Hyperbelverfahren auf Langwellen und vereinigt größte Genauigkeit mit einer Reichweite von etwa 1000 km unabhängig von der Höhe des Empfängers über dem Erdboden. Es ist deshalb für Luftfahrt und Schifffahrt gleich gut geeignet. Die Sender der deutschen „Kette“ werden bei Brilon (bei Kassel), Zeven (halbwegs zwischen Bremen und Hamburg), Coburg (Bayern) und Stadtkyll (Elbf) stehen. Der Navigationsbereich dieser Kette wird ganz Westdeutschland umfassen.

Im Gegensatz zu den während des Krieges auch bei uns entwickelten Hyperbelverfahren arbeiten diese Sender nicht paarweise auf gleicher Wellenlänge, sondern auf verschiedenen Frequenzen, die alle Vielfache einer gemeinsamen Grundfrequenz sind. Der zur Ortung notwendige Phasenvergleich wird im Bordempfänger vorgenommen, nachdem die empfangenen Frequenzen auf eine gemeinsame Vergleichsfrequenz vervielfacht sind. Der in der Mitte (bei Brilon) stehende Muttersender erzeugt mit je einem der außenstehenden Tochtersender ein Hyperbelfeld und damit für die Ortung je eine Standlinie. Von den insgesamt drei Hyperbelfeldern werden für die Ortung jeweils zwei

\*) W. Runge, M. Strohhacker und A. Troost: Telefunken-Zeitung Jg. 24, H. 91 (Juni 1951), S. 75.

\*\*) A. Troost und R. Jankovsky, Neuentwicklung auf dem Goniometergebiet: Telefunken-Zeitung Jg. 24, H. 91 (Juni 1951), S. 81.

\*) G. Ulbricht: Telefunken-Zeitung Jg. 24, H. 91 (Juni 1951), S. 86.



benötigt, und zwar werden diejenigen ausgewählt, deren Hyperbeln am Ort des Fahrzeuges einen möglichst rechtwinkligen Schnitt ergeben. Die Hyperbeln sind auf Karten eingetragen, so daß der Ort des Fahrzeuges auf Grund dieser Karten entsprechend der von den Anzeiginstrumenten (Decometern) gegebenen Hyperbelzahl jederzeit ablesbar ist. Auch kann ein selbstschreibendes Instrument verwendet werden, das den Weg des Fahrzeuges laufend auf einer Karte einträgt. Die bei Hyperbelverfahren großer Genauigkeit zunächst bestehende Mehrdeutigkeit wird dadurch vermieden, daß in Abständen von einer Minute kurzzeitig Grobortungshyperbeln gebildet werden. Dazu sind keine neuen Frequenzen erforderlich. Es werden vielmehr die vier von den vier Stationen einer Kette ausgesandten Feinortungsfrequenzen lediglich anders auf die Stationen verteilt, um die Grobortung sicherzustellen.

Überraschend ist die große Unempfindlichkeit des Empfängers gegen atmosphärische Störungen, die sonst im Langwellenbereich unangenehm werden können. Dies ist dadurch bedingt, daß die Sendung unmoduliert und der Bordempfänger nur für ein sehr schmales Frequenzband durchlässig ist.

Roessler

### Dir. Dipl.-Ing. H. C. Rieпка 25 Jahre bei Steatit-Magnesia

Am 15. 10. 1951 beging Herr Dipl.-Ing. Hellmuth C. Rieпка, Köln, sein 25jähriges Dienstjubiläum als Vorstandsmitglied der Steatit-Magnesia A. G. Als Gründer des DRALOWID-Werks der Stemag gehört Herr Rieпка zu dem kleinen Kreis von Forschungsingenieuren, der in Erkenntnis der Wichtigkeit der elektrischen Bauelemente für die gesamte Nachrichtentechnik schon frühzeitig begann, diese vielfach zu wenig beachteten Einzelteile, wie Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten und anderes mehr, z. T. gänzlich neu zu konstruieren, z. T. zu zuverlässigen Massenfabrikaten zu entwickeln. Von seinem Anteil an dieser Entwicklung zeugen der Aufbau des DRALOWID-Werks, viele literarische Arbeiten und Patentanmeldungen. Durch zahlreiche Auslandsreisen stellte Herr Rieпка den Kontakt mit ausländischen Herstellern und Verbraucherfirmen auf dem Gebiet der schwachstromtechnischen Bauelemente her und trug dadurch zur Exportsteigerung dieser deutschen Spezialindustrie bei. Als Vorstands- und Beiratsmitglied verschiedener in- und ausländischer Fachverbände und Normenausschüsse stellte Herr Rieпка seine Erfahrungen der Allgemeinheit zur Verfügung.



## STEINLEIN HOCHKONSTANT NETZGERÄTE

*Normaltypen für Nieder- und Hochspannungen  
lastunabhängig-Innenwiderstand 1 Ohm*

**HK-Geräte mit Vielspannung**  
*Spezialgeräte und Anlagen  
in Sonderfertigung*

**PETER STEINLEIN**  
*Regler- u. Verstärker-Stromversorgung  
Düsseldorf-Erkratherstr. 120 Tel. 11781*

## FACHZEITSCHRIFTEN

von hoher Qualität

**FUNK-TECHNIK**  
Radio • Fernsehen • Elektronik

**FUNK UND TON**  
Monatsheft für Hochfrequenztechnik  
und Elektroakustik

**LICHTTECHNIK**  
Beleuchtung • Elektrogerät  
Installation

**PHOTO-TECHNIK  
UND -WIRTSCHAFT**  
Organ des Verbandes  
der Deutschen Photographischen  
Industrie e. V.

**KINO-TECHNIK**  
Schmalfilmkino • Filmtechnik  
Lichtspieltheater

**KAUTSCHUK U. GUMMI**  
Zeitschrift für die Kautschuk- und  
Asbestwirtschaft, Wissenschaft und  
Technik

Probehefte kostenlos

**VERLAG FÜR  
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH.  
HELIOS-VERLAG GMBH.**

Berlin-Borsigwalde (Westsektor)

PRÄZISIONS-MESSGENERATOR

KLIIRFAKTOR-MESSGERÄT

PEGELSENDER

PEGELMESSER



**WANDEL u. GOLTERMANN**

RUNDFUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.

Der NWDR sucht zum baldigen Antritt einen

## *Leiter des Senderlabors*

(Mittel- und Kurzwellen)

in der Zentraltechnik Hamburg. Schriftliche Bewerbungen an den

**NWDR, Hamburg 13, Zentraltechnik**

### BESTELLSCHEIN

Liefern Sie aus dem

VERLAG FÜR RADIO-FOTO KINOTECHNIK  
GMBH., BERLIN · BORSIGWALDE

Expl. **Handbuch für Hochfrequenz-  
und Elektro-Techniker**

zum Preise von DM.-W 12,50 spesen- und portofrei  
durch Nachnahme

Name: \_\_\_\_\_

Datum: \_\_\_\_\_

Genauere Anschrift: \_\_\_\_\_

### **Piezoelektrische Körperschallmikrophone**

*für Schwingungsuntersuchungen  
im Maschinenbau  
und in der Bautechnik*

**Paul Beerwald** Piezoelektrische Geräte  
Bad Homburg v. d. H., Luisenstraße 28.